

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE CIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA  
FACULTE DE TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DU  
MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE : **COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES**

## **THEME**

---

**COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A  
DOUBLE ALIMENTATION « MADA » A BASE  
D'UN RÉGULATEUR FLOU**

---

**Proposé et dirigé par :**

-Dr. Leila BENALIA

**Présenté par :**

-Mr. MEKKI Idriss

Année Universitaire : 2013 / 2014

N° d'ordre : CSE-094

# *REMERCIEMENT*

*Tout d'abord je remercie le bon dieu puissant de la bonne santé, la volonté et de la patience qu'il nous a donnée tout au long de notre étude.*

*Je remercie Très sincèrement **Dr. Leïla BENALIA** mon encadreur de ce travail, pour ses conseils pertinents, et ses orientations judicieuses sa patience et diligence.*

*Mes vifs remerciements vont également à **Mr. F. BERRABAH**, chef de département de Génie Electrique pour ses qualités humaines.*

*Je tiens à remercier très vivement tous mes enseignants au département Génie Electrique, qui ont donner le meilleur d'eux même en m'assurant une formation aussi meilleur que possible et qui m'ont encouragé durant ce travail.*

*Un remerciement spécial aux étudiants de la 2<sup>eme</sup> année Master de la Spécialité de Génie Electrique spécifiquement Commande des Systèmes Electriques  
Je remercie vivement toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin, à la réalisation de ce travail.*

*En fin je remercie tout particulièrement mes parents, pour leurs soutiens inconditionnels tout au long de ces longues années d'études.*

# *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail*

*A ma mère avec toute mon affection.*

*A mon père avec toute ma reconnaissance.*

*A mon frère et mes sœurs.*

*A mes Oncles et mes Tantes.*

*A mes cousines.*

*A toute la famille Mekki et Reguiberra.*

*A tous mes amis.*

*A tous les enseignants au département de Génie Electrique.*

*A ma promotion de Master commande des systèmes électriques*

*(juin 2014).*

*A tous les étudiants.*

## Sommaire

INTRODUCTION GÉNÉRALE .....	1
-----------------------------	---

### *Chapitre I :*

#### *ETAT DE L'ART DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION*

---

<b>I.1. INTRODUCTION:</b> .....	<b>4</b>
<b>I.2. MACHINE ASYNCHRONE À DOUBLE ALIMENTATION :</b> .....	<b>4</b>
<b>I.3. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION :</b> .....	<b>4</b>
<b>I.4. MODES DE FONCTIONNEMENT DE LA MADA :</b> .....	<b>5</b>
I.4.1. Fonctionnement en moteur hypo-synchrone :.....	5
I.4.2. Fonctionnement en moteur hyper-synchrone : .....	6
I.4.3. Fonctionnement en génératrice hypo-synchrone : .....	6
I.4.4. Fonctionnement en génératrice hyper-synchrone : .....	7
<b>I.5. CONFIGURATION DU MODE DE FONCTIONNEMENT ET STRATÉGIE DE COMMANDE DE LA MADA :</b> .....	<b>7</b>
I.5.1. Fonctionnement en moteur avec un seul convertisseur : .....	7
I.5.2. Fonctionnement en moteur avec deux convertisseurs : .....	9
I.5.3. Fonctionnement en génératrice : .....	11
<b>I.6. DOMAINES D'APPLICATION DE LA MADA:</b> .....	<b>13</b>
<b>I.7. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA MADA:</b> .....	<b>13</b>
I.7.1. Avantages de la MADA:.....	13
I.7.2. Inconvénients de la MADA: .....	14
<b>I.8. CONCLUSION:</b> .....	<b>15</b>
<b>I.9. RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES:</b> .....	<b>16</b>

### *Chapitre II :*

#### *MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE À DOUBLE ALIMENTATION*

---

<b>II.1. INTRODUCTION :</b> .....	<b>20</b>
<b>II.2. REPRÉSENTATION DE LA MACHINE DANS L'ESPACE ÉLECTRIQUE :</b> .....	<b>20</b>
<b>II.3. HYPOTHÈSES SIMPLIFICATRICES :</b> .....	<b>21</b>
<b>II.4. ÉQUATIONS ÉLECTRIQUES DE LA MACHINE :</b> .....	<b>21</b>

<b>II.5.APPLICATION DE LA TRANSFORMATION DE PARK À LA MADA :</b>	<b>22</b>
<b>II.6.MODÈLE DE LA MADA DANS LE RÉFÉRENTIEL DE PARK :</b>	<b>23</b>
II.6.1.Équation magnétique :	23
II.6.2.Modèle de la MADA biphasé :	24
II.6.3.Équation mécanique :	24
<b>II.7.MODELE DE LA MACHINE EN VUE DE SA COMMANDE :</b>	<b>24</b>
II.7.1.Équations des tensions :	25
II.7.2.Equations des flux :	25
II.7.3.Expression du couple électromagnétique de la MADA dans le repère de Park :	26
<b>II.8.MODELE DE LA MADA DANS LE REPÈRE DE PARK SOUS FORME D'ÉTAT :</b>	<b>26</b>
<b>II.9.MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION :</b>	<b>27</b>
II.9.1. Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) :	29
<b>II.10.RÉSULTATS DE SIMULATION ET INTERPRÉTATION :</b>	<b>30</b>
II.10.1.Cas de la MADA alimentée par le réseau :	30
II.10.2. Cas de la MADA alimentée par l'onduleur :	33
<b>II.11.CONCLUSION :</b>	<b>35</b>
<b>II.12. RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES :</b>	<b>36</b>

### *Chapitre III :*

#### *Commande Vectorielle De La Machine Asynchrone A Double Alimentation 'MADA'*

---

<b>III.1.INTRODUCTION :</b>	<b>38</b>
<b>III.2.GÉNÉRALITÉS SUR LA COMMANDE VECTORIELLE :</b>	<b>38</b>
III.2.1. But et principe de la commande vectorielle :	38
III.2.2.Les types de la commande vectorielle :	39
III.2.2.1. Commande vectorielle directe :	39
III.2.2.2. Commande vectorielle indirecte :	40
<b>III.3.APPLICATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE À LA MADA :</b>	<b>40</b>
<b>III.4.CHOIX DE REPÈRE DE RÉFÉRENCE :</b>	<b>41</b>
<b>III.5. STRUCTURE DE LA COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE (CVD) :</b>	<b>43</b>
III.5.1. Défluxage :	44
III.5.2. Principe du découplage par compensation :	45
III.5.3. Estimation du flux statorique :	45
III.5.4. Calcul des régulateurs :	45

III.5.4.1. Régulateur du courant $I_{rd}$ :	45
III.5.4.2. Régulateur du courant $I_{rq}$ :	46
III.5.4.3. Calcul du régulateur de vitesse :	47
<b>III.6.RÉSULTATS DE SIMULATION :</b>	<b>48</b>
III.6.1. Test de la variation de la charge :	48
III.6.2. Changement de consigne et inversion du sens de rotation :	49
III.6.3. Robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique :	51
III.6.3.1. Robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance statorique :	51
<b>III.7.CONCLUSION :</b>	<b>52</b>
<b>III.8. RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES :</b>	<b>53</b>

#### **Chapitre IV :**

### *Commande Vectorielle De La Machine Asynchrone A Double Alimentation A Base D'un Régulateur Flou*

---

<b>IV.1.INTRODUCTION :</b>	<b>55</b>
<b>IV.2.HISTORIQUE DE LA LOGIQUE FLOUE :</b>	<b>55</b>
<b>IV.3 DOMAINE D'APPLICATION :</b>	<b>56</b>
<b>IV.4 PRINCIPE DE LA LOGIQUE FLOUE :</b>	<b>56</b>
<b>IV.5 ÉLÉMENTS DE BASE DE LA LOGIQUE FLOUE :</b>	<b>57</b>
IV.5.1 Variables linguistiques :	57
IV.5.2 Ensembles floue :	57
IV.5.3 Fonctions d'appartenance :	58
IV.5.4 Opérateurs de la logique floue :	59
IV. 5.5 Règles floues :	59
<b>IV.6 COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE :</b>	<b>60</b>
IV.6.1 Régulateur floue:	60
IV.6.1.1 Interface de fuzzification :	61
IV.6.1.2 Base de règles :	61
IV.6.1.3 Mécanisme d'inférence floue :	61
IV.6.1.4 Interface de défuzzification :	62
<b>IV.7.AVANTAGES ET INCONVÉNIENTS DE LA COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE :</b>	<b>63</b>
<b>IV.8.COMMANDE FLOUE DE LA VITESSE D'UNE MADA A FLUX STATORIQUE ORIENTÉ :</b>	<b>63</b>
IV.8.1 Structure de base d'un contrôleur flou de vitesse :	64
IV.8.1.1 Fuzzification :	65
IV.8.1.2 Base des règles :	65

IV.8.1.3 Mécanisme d'inférence :.....	66
IV.8.1.4 Défuzzification :.....	67
IV.8.2. Loi de commande pour un contrôleur PI-flou de vitesse :.....	67
IV.8.3 Réglage de vitesse de la MADA par un contrôleur flou :.....	67
<b>IV.9.RÉSULTATS DE SIMULATION :.....</b>	<b>68</b>
IV.9.1.Test de la variation de la charge : .....	68
IV.9.2.Changement de consigne et inversion du sens de rotation : .....	69
IV.9.3.Robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique :.....	71
IV.9.3.1.Robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance statorique :.....	71
<b>IV.10 CONCLUSION : .....</b>	<b>72</b>
<b>IV.11. RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES: .....</b>	<b>74</b>
<b>CONCLUSION GÉNÉRALE .....</b>	<b>76</b>

## *LISTE DES ABRÉVIATIONS ET SYMBOLES*

MADA	Machine asynchrone à double alimentation
$f_s, f_r$	Respectivement les fréquences statorique et rotorique
$V_s$	Tension appliquée au stator
$V_r$	Tension appliquée au rotor
$\theta_s, \theta_r$	Positions respectives du référentiel synchrone par rapport à l'axe
$R_s$	Résistance d'une phase statorique
$R_r$	Résistance d'une phase rotorique
$L_s$	Inductance propre d'une phase statorique
$L_r$	Inductance propre d'une phase rotorique
$M$	Inductance cyclique mutuelle
$C_e$	Couple électromagnétique de la machine
$C_r$	Couple résistant
$J$	Inertie des masses tournantes
$F$	Coefficient de frottement visqueux
$\Omega_s$	Vitesse synchrone en rad/s
$P$	Nombre de paire de pôle de la MADA
$G$	Glissement
$\Omega$	Vitesse mécanique
$\Omega_{réf}$	Vitesse de référence
$\phi_{réf}$	Flux de référence
$(d, q)$	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant
$I_{ds}, I_{qs}$	Courant statorique selon l'axe d,q
$I_{dr}, I_{qr}$	Courant rotorique selon l'axe d,q
$\phi_{ds}, \phi_{qs}$	Flux statorique selon l'axe d,q

$\phi_{dr}, \phi_{qr}$	Flux rotorique selon l'axe d,q
$V_{ds}, V_{qs}$	Composantes de la tension statorique dans le référentiel synchron
$V_{dr}, V_{qr}$	Composantes de la tension rotorique dans le référentiel synchron
P	Opérateur dérivé de Laplace
$T_s$	Constante de temps statorique
$T_r$	Constante de temps rotorique
$\sigma$	Coefficient de fuite total
A, B, C	Trois phases du stator a, b, c Trois phase de rotor
$L_{ss}$	Matrice d'inductances statorique
$L_{rr}$	Matrice des inductances rotorique
$M_{Sr}$	Matrice des inductances mutuelles du couplage stator/ rotor
XAXB XC	Axes triphasés réels Axes
U, V	biphasés de Park
X0	Composante homopolaire
$P(\theta)$	Matrice de transformation de Park
$\theta_C$	Angle de positionnement des axes (U, V) par rapport aux axes (XA, XB, XC)
P.I	Correcteur proportionnel – intégral
UC	Tension continue
$P(\theta)^{-1}$	Matrice de transformation de Park inverse

## *LISTE DES FIGURES*

### *Chapitre I :*

#### *ETAT DE L'ART DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION*

---

Figure I.1: Fonctionnement de la MADA en Moteur hypo-synchrone.....	5
Figure I.2: Fonctionnement de la MADA en Moteur hyper-synchrone.....	6
Figure I.3: Fonctionnement de la MADA en Génératrice hypo-synchrone.....	6
Figure I.4: Fonctionnement de la MADA en Génératrice hyper-synchrone.....	7
Figure I.5: Schéma d'un système utilisant une MADA en moteur Alimenté par un seul convertisseur.....	8
Figure I.6: Schéma d'un système utilisant une MADA en moteur Alimenté par deux convertisseurs.....	9
Figure I.7: Schéma d'un système utilisant une MADA en alternateur Alimenté par un seul convertisseur.....	11

### *Chapitre II :*

#### *MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE À DOUBLE ALIMENTATION*

---

Figure II.1: Représentation de la machine asynchrone à double alimentation.....	20
Figure II.2: Principe de la transformation de Park appliquée à la MADA.....	22
Figure II.3: Repères de référence : statorique, rotorique et tournant d-q.....	23
Figure II.4: modèle généralisé biphasé de la MADA selon les axes (d-q).....	24
Figure II.5: Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....	27
Figure II.6: Principe de la commande MLI- ST.....	29
Figure II.7: Le schéma bloc de simulation de la MADA alimenté en tension.....	30
Figure II.8. a: Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.....	31
Figure II.8. b: Les composantes des courants rotorique direct $I_{dr}$ et en quadrature $I_{qr}$ .....	32
Figure II.8. c: Les composantes des flux statoriques direct $\phi_{ds}$ et en quadrature $\phi_{qs}$ .....	32
Figure II.8: Réponse dynamique de la machine à vide.....	32
Figure II.9. a: Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.....	33
Figure II.9. b: Les composantes des courants rotorique direct $I_{dr}$ et en quadrature $I_{qr}$ .....	33
Figure II.9. c: Les composantes des flux statoriques direct $\phi_{ds}$ et en quadrature $\phi_{qs}$ .....	33
Figure II.9: Réponse dynamique de la machine avec application du couple de charge.....	33
Figure II.10. a: Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.....	34
Figure II.10. b: Les composantes des courants rotorique direct $I_{dr}$ et en quadrature $I_{qr}$ .....	34
Figure II.10. c: Les composantes des flux statoriques direct $\phi_{ds}$ et en quadrature $\phi_{qs}$ .....	34
Figure II.10: Réponse dynamique de la MADA alimentée par l'onduleur.....	34

### Chapitre III :

#### *Commande Vectorielle De La Machine Asynchrone A Double Alimentation 'MADA'*

---

Figure III.1: Analogie entre la commande vectorielle d'une MADA et la commande d'une MCC.....	41
Figure III.2: Orientation du flux statorique.....	41
Figure III.3: Schéma de principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA.....	43
Figure III.4: Schéma bloc de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté de la MADA par MATLAB/Simulink.....	44
Figure III.5: Le bloc de défluxage.....	44
Figure III.6: Schéma de régulation du courant $I_{rd}$ .....	46
Figure III. 7: Schéma de régulation du courant $I_{rq}$ .....	47
Figure III.8: Schéma de régulation de vitesse.....	47
Figure III.9: Résultats de simulation vis-à-vis variations du couple de charge.....	49
Figure III.10: Résultats de simulation de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par un PI classique pour différentes consignes de vitesse.....	51
Figure III. 11: Influence de la variation de la résistance statorique $R_s$ .....	52

### Chapitre IV :

#### *Commande Vectorielle De La Machine Asynchrone A Double Alimentation A Base D'un Régulateur Flou*

---

Figure IV.1: Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou.....	56
Figure IV.2: Différentes formes des fonctions d'appartenance.....	58
Figure IV. 3: Fonction d'appartenance singleton.....	58
Figure IV. 4: Schéma synoptique d'un contrôleur flou.....	61
Figure IV. 5: Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse.....	64
Figure IV. 6: Fonctions d'appartenance des différentes variables du régulateur flou.....	65
Figure IV.7: Structure globale d'un réglage flou de la vitesse d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux statorique orienté.....	68
Figure IV.8: Test de variation de charge.....	69
Figure IV.9: Résultats de simulation de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par un PI classique pour différentes consignes de vitesse.....	71
Figure IV.10: Influence de la variation de la résistance statorique $R_s$ ( $2R_s$ ).....	72

## *LISTE DES TABLEAUX*

### **Chapitre IV :**

#### *Commande Vectorielle De La Machine Asynchrone A Double Alimentation A Base D'un Régulateur Flou*

---

Tableau IV.1: Implication floue. ....	59
Tableau IV.2: Matrice d'inférence des règles floues. ....	66

## **INTRODUCTION GÉNÉRALE**

La commande des machines à courant alternatif est aujourd'hui une réalité industrielle. Depuis les années 1980, de nombreux laboratoires de recherche se sont penchés sur ce thème. Le problème des variateurs de vitesse est très important dans toutes les applications nécessitant la transformation d'une énergie électrique en énergie mécanique.

Dès le début du siècle ; ce problème a été résolu à partir des moteurs à courant continu. En effet, à cette époque le seul moteur électrique capable de transmettre une énergie notable avec une vitesse de rotation variable était le moteur à courant continu.

La machine présente des inconvénients dus au système balais-collecteur, ce qui l'empêche d'être utilisée dans les milieux explosifs et corrosifs. En plus le commutateur mécanique introduit des limitations dans les capacités de la machine. En effet, elle ne peut ni opérer à grande vitesse, ni être alimentée par des tensions élevées. Les avantages des machines à induction par rapport au moteur à courant continu, sont importants : coût de fabrication moindre, poids plus faible à puissance égale. Alors l'utilisation des moteurs à courant alternatif devient une nécessité.

Dans le domaine d'utilisation des vitesses variables il existe une solution nouvelle et originale utilisant une machine à courant alternatif fonctionnant dans un mode un peu particulier, il s'agit de la machine asynchrone à double alimentation « MADA », c'est une machine asynchrone triphasée avec un rotor bobiné qui peut être alimentée par deux sources de tensions.

Grâce à l'évolution technologique récente de l'électronique de puissance et de la micro-informatique, le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor considérable. En effet, les exigences de la qualité et les cycles de production de plus en plus courts sont à base de l'utilisation des techniques de plus en plus performantes dans les applications industrielles [1].

Leur association à des machines alternatives fait que les machines à courant continu fragiles en raison de leurs collecteurs, tendent à disparaître des applications industrielles. Les convertisseurs de fréquence sont des systèmes qui permettent le transfert de puissance entre un réseau de tension et de fréquence, le plus généralement fixe, et un réseau d'amplitude et de fréquence différentes, que l'on peut commander et faire varier. L'objectif de notre travail est amélioration des performances de régulation d'une machine asynchrone à double alimentation par la technique de logique floue.

Le mémoire est subdivisé à quatre chapitres :

Le premier chapitre présente une étude théorique sur la machine asynchrone à double alimentation concernant son principe de fonctionnement et les différentes stratégies de commande, ses inconvénients et ses avantages.

Le deuxième chapitre, est consacré à la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation. La modélisation de Park consiste à transformer une machine triphasée équilibrée en une machine diphasée équivalente.

Le troisième chapitre présente la commande vectorielle appliquée à la machine asynchrone à double alimentation alimentée par un onduleur de tension. Dans cette partie nous abordons une méthode d'orientation du flux statorique, ceci nous permet d'obtenir un modèle de la MADA analogue à celui de la machine à courant continu.

Le quatrième chapitre a pour but de présenter les aspects théoriques de la logique floue et ses applications dans les systèmes de commande. On va aussi construire un régulateur de vitesse à base de la logique floue. Les résultats de simulation obtenus par ce régulateur flou seront comparés à ceux obtenus par le PI classique afin de juger les performances dans les deux cas.

Finalement une conclusion générale qui clôturera notre travail.

## **RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES:**

- [1] G. Grellet et G. Clerc, "Actionneurs Electriques : Principes, Modèles,Commande", Deuxième Tirage, Editions Eyrolles, Paris, France, 1997.

**CHAPITRE I  
ETAT DE L'ART DE LA MACHINE  
ASYNCHRONE A DOUBLE  
ALIMENTATION**

**CHAPITRE I  
ETAT DE L'ART DE LA MACHINE  
ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION**

**I.1. INTRODUCTION:**

La Machine Asynchrone à Double Alimentation (*MADA*) a fait l'objet de nombreuses recherches principalement dans son fonctionnement en génératrice pour des applications d'énergie renouvelable.

Dans ce chapitre, nous allons présenter l'état de l'art des ensembles *MADA* - Convertisseurs utilisés dans différentes applications en regroupant l'ensemble des travaux, en articles ou contenus de thèses, que nous avons choisis de sélectionner pour commencer notre étude.

Après avoir présenté les études antécédentes, nous allons choisir par la suite la configuration et la stratégie de commande qui nous intéressent pour notre travail.

**I.2. MACHINE ASYNCHRONE À DOUBLE ALIMENTATION :**

La machine asynchrone à double alimentation présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrone à cage ou synchrone) constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements. L'originalité de cette machine provient du fait que le rotor n'est plus une cage d'écureuil coulée, mais constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lors de la rotation de la machine, [1].

**I.3. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION :**

Pour un fonctionnement normal de la machine asynchrone en régime établi, il faut que les vecteurs des forces magnétomotrices du stator et du rotor soient immobiles dans l'espace l'un par rapport à l'autre. Il faut que les vecteurs des forces magnétomotrices du stator et du rotor soient immobiles dans l'espace l'un par rapport à l'autre. Et du moment que le vecteur résultant de  $f_{ms}$  des enroulements statoriques tourne dans l'espace avec une vitesse angulaire  $\omega_s = 2\pi f_s$ , et le rotor tourne avec la vitesse  $\omega_r$ ; alors pour que cette condition soit

vérifiée, il faut que le vecteur des  $f_{mms}$  des enroulements rotoriques tourne par rapport au rotor avec une vitesse  $\omega_{g1}$  telle que [2] :

$$\omega_{g1} = \omega_s - \omega_r = \omega_s g \quad (I.1)$$

Où :  $g$  est le glissement et  $\omega_{g1}$  est la vitesse angulaire de glissement.

Si la vitesse de la machine est inférieure à la vitesse de synchronisme, les sens de rotation des deux vecteurs sont identiques ; dans le cas contraire, quand la vitesse est supérieure à la vitesse de synchronisme les sens seront opposés [2].

Pour que la rotation du vecteur résultant des  $f_{mms}$  par rapport au rotor se réalise, le courant dans l'enroulement doit avoir une fréquence  $f_r$ , définie à partir de  $\omega_{g1} = 2\pi f_r$ ; c'est à dire :

$$f_r = f s \quad (I.2)$$

#### I.4. MODES DE FONCTIONNEMENT DE LA MADA :

##### I.4.1. Fonctionnement en moteur hypo-synchrone :

La puissance est fournie par le réseau au stator, et la puissance de glissement transite par le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement moteur en dessous de la vitesse de synchronisme, figure (I.1). La machine asynchrone à cage classique peut fonctionner ainsi mais la puissance de glissement est alors dissipée en pertes Joule dans le rotor.

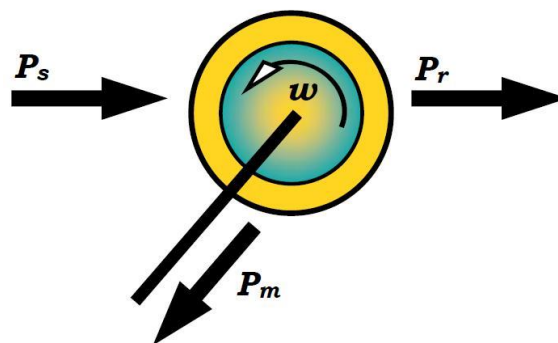


Figure I.1: Fonctionnement de la MADA en Moteur hypo-synchrone

#### I.4.2. Fonctionnement en moteur hyper-synchrone :

La puissance est fournie par le réseau au stator et la puissance de glissement est également fournie par le réseau au rotor. On a donc un fonctionnement moteur au-dessus de la vitesse de synchronisme, figure (I.2). La machine à cage classique ne peut fonctionner dans ce régime.

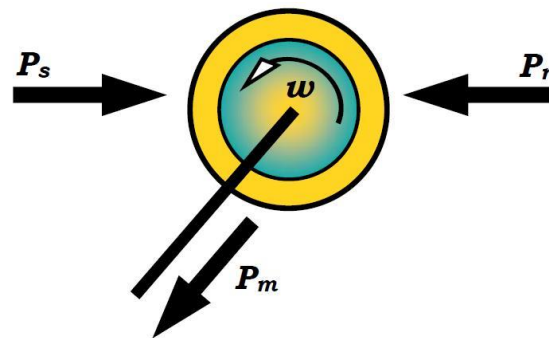


Figure I.2: Fonctionnement de la MADA en Moteur hyper-synchrone

#### I.4.3. Fonctionnement en génératrice hypo-synchrone :

La puissance est fournie au réseau par le stator. La puissance de glissement est aussi fournie par le stator. Le rotor absorbe la puissance du glissement et la direction du champ magnétique est identique à celle du champ du stator. On a donc un fonctionnement générateur en dessous de la vitesse de synchronisme, figure (I.3). La machine asynchrone à cage classique ne peut fonctionner dans ce régime.

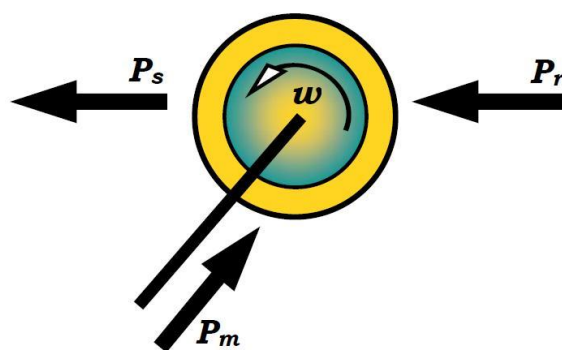


Figure I.3: Fonctionnement de la MADA en Génératrice hypo-synchrone

#### I.4.4. Fonctionnement en génératrice hyper-synchrone :

La puissance est alors fournie au réseau par le stator et la puissance de glissement est récupérée via le rotor pour être réinjectée au réseau. On a donc un fonctionnement générateur au-dessus de la vitesse de synchronisme, figure (I.4). La machine à cage classique peut avoir ce mode de fonctionnement, mais dans ce cas la puissance de glissement est dissipée en pertes Joule dans le rotor, [3-4].

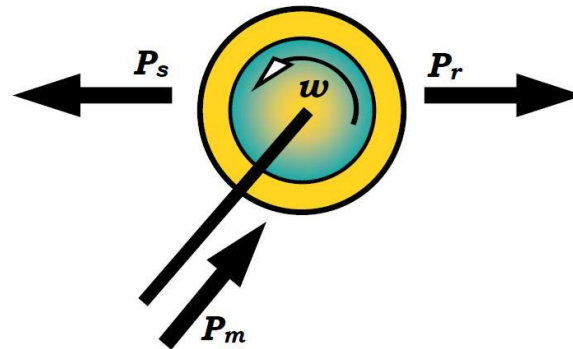


Figure I.4: Fonctionnement de la MADA en Génératrice hyper-synchrone

Avant d'aborder l'étude et la commande de la machine asynchrone à double alimentation, un état de l'art des travaux effectués s'intéressant à cette machine sera présenté. Le bilan de cette synthèse bibliographique dégage les principaux points d'étude de la *MADA* et permet de situer ce travail par rapport à ceux déjà effectués et de définir les voies de recherche vers lesquelles il s'oriente.

Les catégories d'étude qui nous intéressent sont les études traitant la stratégie de commande pour chaque configuration et construction de la *MADA*.

#### I.5. CONFIGURATION DU MODE DE FONCTIONNEMENT ET STRATÉGIE DE COMMANDE DE LA MADA :

Dans cette partie, nous allons présenter trois configurations du mode de fonctionnement de la *MADA*. Pour chaque configuration nous allons exposer les travaux de recherches des auteurs concentrés sur le type d'alimentation et la stratégie de commande utilisée.

##### I.5.1. Fonctionnement en moteur avec un seul convertisseur :

Dans ce type de fonctionnement, le stator est relié au réseau à fréquence et tension constantes, tandis que le rotor est relié à son propre convertisseur qui peut être un cyclo

convertisseur ou un onduleur. Cette solution permet de réduire fortement la puissance du convertisseur. La figure (I.5) présente le schéma de principe de cette catégorie de *MADA*.

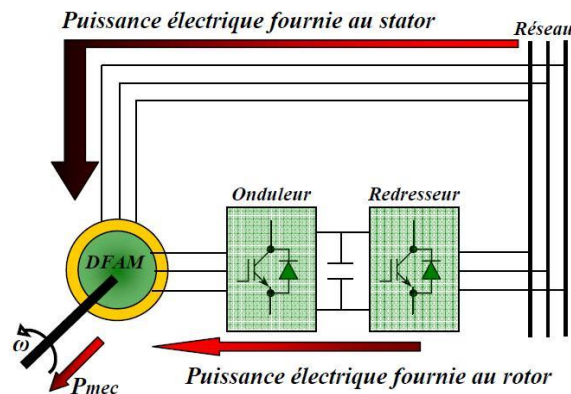


Figure I.5: Schéma d'un système utilisant une *MADA* en moteur Alimenté par un seul convertisseur

Dans [5], HELLER présente la *MADA* comme étant la solution du futur pour les industries de pompage. Il évalue la stabilité de la *MADA* à l'aide de la méthode des petites variations autour d'un point de fonctionnement. Cette approche lui permet de tracer le lieu des pôles du système.

Le mode de fonctionnement retenu est un fonctionnement moteur (figure I.5) dont le stator est connecté au réseau et le rotor relié à un onduleur dont le contrôle est assuré par l'orientation du flux statorique. Il présente ensuite des résultats expérimentaux réalisés avec une machine de 33 kW.

Dans [6-7], MOREL assure que le fait de relier le stator au réseau et d'alimenter le rotor à travers un onduleur permet de dimensionner la puissance du convertisseur utilisé au rotor à 20% de la puissance mécanique maximale. Il effectue un contrôle du type champ orienté. Afin d'obtenir un moteur ou un générateur à vitesse variable, il propose de passer par trois étapes : mode 1, démarrer le moteur avec les enroulements statoriques en court-circuit ; mode 2, connecter le stator au réseau ; mode 3, alimenter la *MADA* à tension et fréquence fixes au stator et par un convertisseur au rotor. Le fonctionnement du système durant les différents modes est démontré avec validation par les résultats expérimentaux.

Dans [8], HOPFENSBERGER propose l'étude d'une *MADA* dans un fonctionnement en mode moteur et vise des applications nécessitant une variation de la vitesse de rotation. Dans le cas de l'absence du capteur de position, il propose deux façons pour déterminer l'angle de rotation du repère tournant (orienté suivant le flux au stator) : une première basée

sur la mesure et l'expression des courants statoriques dans le repère tournant, la seconde nécessite la mesure des puissances active et réactive statoriques. Son étude est validée par des résultats expérimentaux.

Dans [9], l'auteur reprend la même étude mais en appliquant, cette fois-ci, la théorie du champ orienté au flux rotorique commun. Des nouveaux résultats expérimentaux sont présentés.

### I.5.2. Fonctionnement en moteur avec deux convertisseurs :

Ce type d'alimentation peut prendre différentes formes :

- Deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs conformément à la figure (I. 6);
- Deux onduleurs alimentés en parallèle par un redresseur commun;
- Deux cyclo convertisseurs.

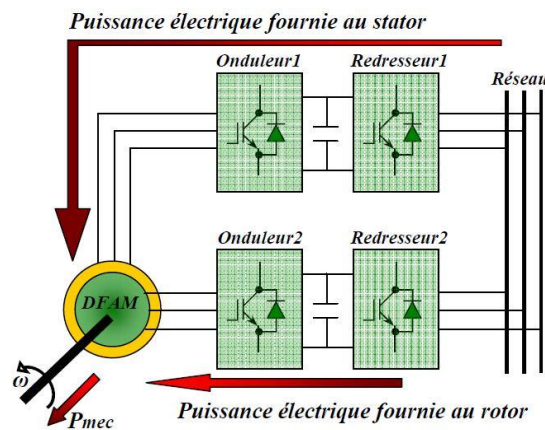


Figure I.6: Schéma d'un système utilisant une MADA en moteur Alimenté par deux convertisseurs

Dans [10-11], l'étude que présente LECOCQ concerne le cas où le rotor et le stator sont connectés à deux onduleurs indépendants (Figure I.6). Il préfère la théorie du champ orienté appliqué au flux statorique et impose la vitesse, le flux, le facteur de puissance et le glissement.

Dans [12], l'auteur part du principe que la MADA offre quatre degrés de liberté : le flux, le couple, la fréquence et le facteur de puissance et procède à un contrôle indirect du flux d'entrefer en introduisant un courant magnétisant. La régulation des courants est effectuée par la suite. Il présente par la suite les résultats expérimentaux de cette étude.

Dans [13], VIDAL reprend la commande vectorielle présentée par LECOCQ. Il essaie d'élaborer de nouvelles lois de commande linéaire et non linéaire à partir d'un modèle d'état basé tout d'abord sur les courants puis sur les flux. L'alimentation de la *MADA* est assurée par un onduleur à MLI. En analysant le comportement de la *MADA* en régime permanent, il parvient à déterminer les couplages mis en jeu dans la modélisation choisie. Il adopte une loi de répartition de puissance et impose une fréquence minimale de fonctionnement. Pour la commande linéaire, il ne conclue que la modélisation par flux présente de meilleurs résultats. Quant au cas non linéaire, il opte pour la commande par modes glissants. En conclusion, il affirme que cette stratégie donne de très bons résultats vis-à-vis de la commande linéaire.

MASMOUDI dans son article [14], considère une *MADA* avec deux alimentations variables et indépendantes : l'une au stator, l'autre au rotor. Il centre son intérêt aux échanges énergétiques entre les enroulements rotoriques et statoriques dans l'entrefer. Il en fait un bilan pour les fonctionnements en moteur, en générateur ou en frein. L'auteur propose enfin une étude de la stabilité en analysant les valeurs propres de la matrice dynamique en fonction des variations des paramètres électriques.

Dans [15], DRID présente une nouvelle approche pour contrôler une *MADA* alimentée par deux onduleurs de tension au stator comme au rotor. Son approche est basée sur un contrôle à double orientation du flux statorique et rotorique. L'orthogonalité entre les deux flux, qui doit être impérativement observée, conduit à une commande linéaire et découplée de la machine avec une optimisation du couple. Par la suite l'auteur présente les résultats de simulations de son étude.

RAMUZ dans sa thèse [16], propose d'utiliser une configuration de la *MADA* pour un fonctionnement moteur dans des applications telles que la traction où la "première transformation de l'acier". Les enroulements statoriques et rotoriques de la *MADA* sont alimentés par deux onduleurs indépendants. Il utilise un contrôle vectoriel à orientation de flux. Dans un premier temps, il présente des résultats expérimentaux avec un contrôle basé sur un repère tournant lié au flux statorique; dans un deuxième temps, le contrôle est basé sur une orientation du repère suivant le flux d'entrefer. Ces résultats expérimentaux ont été obtenus sur une maquette dont le Moteur a une puissance de 1.5 kW.

### I.5.3. Fonctionnement en génératrice :

Dans ce type de fonctionnement, le stator est relié au réseau et un convertisseur alimente le rotor comme nous le montre la figure (I.7). Cette solution permet de fournir une tension et une fréquence fixes même lors d'une fluctuation de la vitesse. Dans ce cas la plus grande partie de la puissance est directement distribuée au réseau par le stator et moins de 30% de la puissance totale passe par le convertisseur de puissance à travers le rotor. Ceci donne l'occasion d'utiliser des convertisseurs plus petits et donc moins coûteux, [17-18].

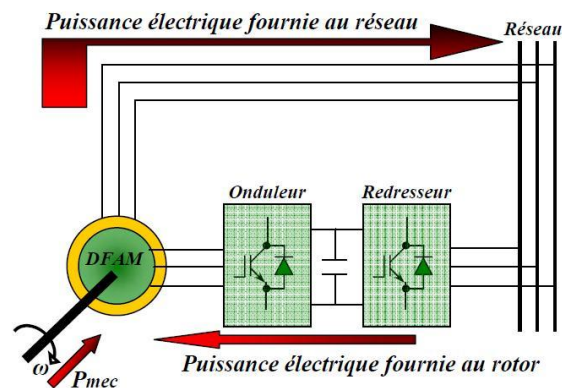


Figure I.7: Schéma d'un système utilisant une MADA en alternateur Alimenté par un seul convertisseur

Dans [19], PERESADA place son étude dans le contexte d'un fonctionnement en mode générateur de la *MADA*. Les enroulements statoriques sont reliés au réseau, le rotor est connecté à un onduleur de tension. Il propose de faire une régulation "asymptotique" des puissances active et réactive statoriques par le biais d'une régulation des courants actif et magnétisant statoriques. Il se place dans un repère tournant lié à la tension statorique. Pour rester dans le cas le plus général possible, il précise qu'il ne négligera pas les termes résistifs. Il démontre à travers des tests expérimentaux et des simulations que le système est robuste face à des variations paramétriques et face à une erreur de la mesure de la position mécanique du rotor.

PENA dans [20-21], présente l'étude de la *MADA* en fonctionnant génératrice associée à une éolienne. Les enroulements statoriques sont reliés à un réseau triphasé, une association redresseuse MLI- onduleur MLI au rotor. L'avantage d'une telle structure est qu'elle permet le réglage indépendant des puissances fournies par l'alimentation et le fonctionnement dans une grande plage de vitesse.

Dans [22], HOFMANN propose une application éolienne de la *MADA* en fonctionnement générateur dont les enroulements statoriques sont connectés au réseau tandis que les enroulements rotoriques sont reliés à un onduleur. Il présente une courbe de couple mécanique en fonction de la vitesse. Il part de l'hypothèse que sa machine est pilotée par un contrôle vectoriel basé sur l'orientation du flux statorique. Il analyse par les simulations des variations des courants, des pertes et des flux. Il démontre que son contrôle, qui doit minimiser les pertes, est performant.

KELBER, dans son article [23], étudie le fonctionnement de la *MADA* en génératrice entraînée par une turbine hydraulique et en moteur, entraînant une pompe. Il présente une étude de la stabilité de la machine ainsi que le principe de commande en courant des deux onduleurs. L'auteur conclut que la *MADA* en génératrice possède des pôles à faible amortissement avec une pulsation propre proche de la fréquence du réseau, toutefois le choix d'une faible bande passante pour les boucles de courant élimine ce problème. Il montre qu'avec la *MADA* en génératrice, il est possible de travailler dans les quatre quadrants avec une commande découplée de la vitesse et des puissances.

Dans un second article [24], l'auteur présente les différentes structures adoptées pour la génération de l'énergie électrique avec un entraînement éolien ou hydraulique. Cette comparaison l'amène à opter pour la *MADA* comme solution optimale.

POITIERS dans sa thèse [1], étudie une *MADA* où le stator est connecté au réseau et le rotor relié à un onduleur. Il établit une commande du type vectorielle avec un référentiel tournant lié au flux statorique. L'étude porte sur la comparaison entre un correcteur PI classique et un correcteur adaptatif type RST. Ces correcteurs visent les régulations du flux statorique et du couple. Les réponses temporelles données par les deux types de correcteurs sont ensuite comparées. Les critères sont la recherche de la puissance active optimale, l'adaptation face à une variation de vitesse brutale et la robustesse face aux variations des paramètres électriques. Les conclusions prouvent que le régulateur RST donne des résultats meilleurs en termes de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.

Le travail effectué le long de cette thèse est consacré à la commande de la *MADA* en fonctionnement génératrice non autonome alimentée par un onduleur de tension au rotor, alors que le stator est directement connecté au réseau. Le facteur de puissance est contrôlé de sorte qu'il soit unitaire en régime permanent du côté statorique. En premier lieu la stratégie de

commande par orientation du flux statorique sera appliquée à la *MADA*. C'est une commande basée sur la poursuite du couple (torque tracking control). Le couple électromagnétique de référence est imposé négatif pour avoir le mode générateur, et par conséquent le flux de référence est une fonction de ce couple de référence. Par la suite des techniques de l'intelligence artificielle seront appliquées.

### **I.6. DOMAINES D'APPLICATION DE LA MADA:**

Actuellement la machine asynchrone à double alimentation occupe une large place dans les applications industrielles, grâce à ces nombreux avantages. En effet, la *MADA* est très utilisée en mode générateur dans les applications d'énergie renouvelable notamment dans les systèmes éoliens, [25]. De plus, le fonctionnement en générateur présente la *MADA* comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée tel que, [1]:

- Les générateurs des réseaux de bord des navires ou des avions ;
- Les centrales hydrauliques à débit et vitesse variables ;
- Les groupes électrogènes pour lesquels la réduction de vitesse pendant les périodes de faible consommation permet de réduire sensiblement la consommation de carburant.

La *MADA* peut être utilisée aussi dans d'autres applications importantes nécessitant un fort couple de démarrage, tel que [14]:

- La métallurgie avec les enrouleuses et les dérouleuses de bobines ;
- La traction, avec notamment des applications de type transport urbain ou propulsion maritime ;
- Et enfin l'application de levage, les ascenseurs, les monte-charges etc... .

On note que les applications de la *MADA* en moteur sont relativement très limitées, parmi celles-ci on trouve principalement, la traction électrique et les systèmes de pompage [26].

### **I.7. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA MADA:**

Comme les autres machines, la *MADA* présente quelques avantages et inconvénients qui sont liés à plusieurs facteurs, sa structure, sa stratégie de commande et ses applications.

#### **I.7.1. Avantages de la MADA:**

Comme avantages de la *MADA*, on peut citer:

- Dans la *MADA*, le circuit rotorique peut être piloté par un convertisseur de fréquence de puissance relativement faible par rapport au stator. Ce convertisseur rotorique de haute commutation est utilisé pour réaliser de hautes performances dynamiques en

termes de temps de réponse, de minimisation des harmoniques et d'amélioration de rendement [2].

- L'utilisation d'une *MADA* permet de réduire la taille des convertisseurs d'environ 70 % en faisant varier la vitesse par action sur la fréquence d'alimentation des enroulements rotoriques. Ce dispositif est par conséquent économique et, contrairement à la machine asynchrone à cage, il n'est pas consommateur de puissance réactive et peut même être fournisseur [1].
- En fonctionnement générateur, l'alimentation du circuit rotorique à fréquence variable permet de délivrer une fréquence fixe au stator même en cas de variation de vitesse. Ce fonctionnement présente la *MADA* comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée [1].
- Son utilisation est préférée pour ses propriétés de réglage de vitesse par action sur des résistances placées dans le circuit rotorique, et encore sa possibilité de démarrer sans demander un courant important du réseau [27].
- L'accessibilité au stator et au rotor offre l'opportunité d'avoir plusieurs degrés de liberté pour bien contrôler le transfert des puissances et le facteur de puissance avec toutes les possibilités de récupération ou l'injection d'énergie dans les enroulements de la machine [27].
- La capacité de pouvoir augmenter la plage de variation de la vitesse autour de la vitesse de synchronisme. De plus, l'application de la commande vectorielle associée à une technique de commande moderne permet d'obtenir un couple nominal sur une grande plage de vitesse [1,28].
- Un fonctionnement en régime dégradé, si l'un des deux onduleurs tombe en panne, plus souple que la machine à simple alimentation [28].

### **I.7.2. Inconvénients de la MADA:**

Tout d'abord, la *MADA* est une machine asynchrone; alors le premier inconvénient est que sa structure est non linéaire, ce qui implique la complexité de sa commande. En plus de ça, on peut citer les inconvénients suivants:

- Nous utilisons un nombre des convertisseurs (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) plus importants que la machine à cage (un redresseur et un onduleur) [28].
- Un autre inconvénient apparaît lors de l'étude de cette machine, ce dernier est la stabilité notamment en boucle ouverte. En effet, dans le cas de la machine asynchrone conventionnelle celle-ci est garantie par la relation fondamentale de l'autopilotage réalisant l'asservissement de la vitesse par la fréquence du stator. Par conséquent, les deux forces magnétomotrices du stator et du rotor deviennent synchronisées. Mais dans le cas de la machine asynchrone à double alimentation, la rotation des forces magnétomotrices devient fonction des fréquences imposées par les deux sources d'alimentation externes. De ce fait, une certaine synchronisation entre elles est exigée afin de garantir une stabilité à la machine [29].
- Elle est plus volumineuse qu'une MAS à cage de puissance équivalente. L'aspect multi-convertisseurs, augmente le nombre de convertisseurs et par conséquent le prix [30].
- Le marché traditionnel est conquis par la MAS à cage, très étudiée et très connue, la nouveauté peut effrayer [30].

## **I.8. CONCLUSION:**

Dans ce chapitre, nous avons présenté la *MADA* sous toutes ses configurations et les performances qui lui permettent d'occuper un large domaine d'application, soit dans les entraînements à vitesse variables (fonctionnement moteur), ou dans les applications à vitesse variable et à fréquence constante (fonctionnement générateur).

Au cours de notre recherche bibliographique nous avons balayé un grand nombre d'études et de travaux effectués sur la *MADA*. Ces études portent principalement sur son fonctionnement en génératrice, dans le domaine des énergies renouvelables, ou sur son fonctionnement en moteur avec une grande variété de modes d'alimentation et de contrôle.

Pour bien exploiter la machine à double alimentation dans un tel domaine d'application, la modélisation et la commande sont nécessaires. Le prochain chapitre est consacré à la modélisation de la *MADA*.

## **I.9. RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES:**

- [1] Poitiers. F, "Etude et Commande de Génératrices Asynchrones pour l'Utilisation de l'Energie Eolienne", Thèse de l'Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, Nantes, France, 2003.
- [2] R. Abdessemed, M. Kadjouj ; "Modélisation des Machines Electriques", Presses de l'Université de Batna, Algérie, 1997.
- [3] Drid. S, "Contribution à la Modélisation et à la Commande Robuste d'une Machine à Induction Double Alimentée à Flux Orienté avec Optimisation de la Structure d'Alimentation: Théorie & Expérimentation", thèse de doctorat en sciences, université de Batna, 2005.
- [4] Panda. D, Benedict. E. L. Venkataramanan. G and Lipo. T. A, "A Novel Control Strategy for the Rotor Side Control of a Doubly-Fed Induction Machine", Proceedings of Thirty-Sixth IAS Annual Meeting Conférence IEEE, Vol.3, pp. 1695-1702, Oct 2001.
- [5] Heller. M and W. Schumacher, "Stability analysis of doubly-fed induction machines in stator flux reference frame", Proc. EPE (Trondheim), vol. 2, p. 707-710, 1997.
- [6] Morel. L, Godfroid. M, Kauffmann. J.M, "Application and Optimal Design of Double Fed Induction Machines in Generator and Motor Operating", Cigre, Moscou, Russia, 1995.
- [7] Morel. L, Godfroid. M, Mirzaian. A, Kauffmann. J.M, "Double-Fed Induction Machine : Converter Optimization and Field Oriented Control Without Position Sensor", IEEE Proc. Electr Power Appl. 145, No. 4, pp. 360-368, July 1998.
- [8] Hopfensperger. B, Atkinson. D. J, "Stator Flux Oriented Control of a Doubly-Fed Induction Machine With and Without Position Encoder", IEE Proc. Electr Power Appl. Vol. 147, No 4, p. 241-250, July 2000.
- [9] Hopfensperger. B, Atkinson. D. J, "Combined Magnetizing Flux- Oriented Control of the Cascaded Doubly Fed Induction Machine", IEEE Proc. Electr Power Appl. Vol. 148, No. 4, p. 354-362, 2001.
- [10] Lecocq. D, Lataire. P.H, Wymeersch. W, "Application of the Double Fed Asynchronous Motor (DFAM) in Variable Speed Drives", EPE Conference, Brighton, Vol. 5, pp. 419-423, 13-16 September. 1993.
- [11] Lecocq. D, Lataire. P.H, "Study of a Variable Speed, Double Fed Induction Motor Drive System with Both Stator and Rotor Voltages", Controllable Proc. EPE, pp. 337-339, Firenze, 1991.

- [12] Lecocq. D, Lataire. P.H, “The Indirect Controlled Double Fed Asynchronous Motor for Variable Speed Drives”, EPE Conference, Vol. 3, pp. 405-410, Sevilla, 19-21 September. 1995.
- [13] Vidal. P. E, “Commande non Linéaire d’une Machine Asynchrone à Double Alimentation”, Thèse de Doctorat de l’Institut National Polytechnique de Toulouse, 2004.
- [14] Masmoudi. A, Toumi. A, Kamoun. M, “Power on Analysis and Efficiency Optimization of a Doubly Fed Synchronous Machine”, Proceedings Electric Machines and Power Systems 21, pp. 473-491, 1993.
- [15] Drid. S, Nait-Said. M.S, Tadjine. M, “Double Flux Oriented Control for the Doubly Fed Induction Motor Electric Power Components and Systems”, Taylor & Francis Inc., 33:1081-1095, 2005.
- [16] Ramuz. D, “Machine généralisée alimentée par deux convertisseurs”, Thèse, Institut de Génie Energétique de Belfort, UFR des Sciences, Techniques et Gestion de l’Industrie de l’Université de Franche Comté 90000 Belfort (France), mai 2000.
- [17] Hansen. L. H, L. Helle, F. Blaabjerg, E. Ritchie, S. Munk-Nielsen, H. Bindner, P. Sørensen, and B. Bak-Jensen, “Conceptual survey of generators and power electronics for wind turbines”, Risø National Laboratory, Roskilde, Denmark, Tech. Rep. Risø-R-1205(EN), ISBN 87- 550-2743-8, 2001.
- [18] Petersson.A and S. Lundberg, “Energy efficiency comparison of electrical systems for wind turbines”, in IEEE Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics (NORpie/2002), Stockholm, Sweden, 12-14 Aug. 2002.
- [19] Peresada. S, A. Tilli and A. Tonielli, “Robust output feedback control of a doubly fed induction machine”, Proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE'99 (Bled Slovenia), p.1256-1260, 1999.
- [20] Pena. R.S, Clare. J.C, Asher. G.M, “Doubly Fed Induction Generator Using Back-to-Back PWM Converters and its Applications to Variable- Speed Wind-Energy Generation”, IEE Proceedings, Electrical Power Applications, Vol. 143, N° 3, pp. 231-241, May 1996.
- [21] Pena. R.S, Clare. J.C, Asher. G. M, “Vector Control of a Variable Speed Doubly-Fed Induction Machine for Wind Generation Systems”, EPE Journal, Vol. 6, N° 3-4, pp. 60-67, December. 1996.
- [22] Hofmann. W and F. Okafor, “Doubly fed full controlled induction wind generator for optimal power utilisation”, Proc. PEDS'01, International conference on Power Electronics and Drives Systems (Bali Indonesia), oct. 2001.

- [23] Kelber. C, Schumacher. W, "Adjustable Speed Constant Frequency Energy Generation with Doubly-Fed Induction Machine", Proc. VSSHy European Conference on Variable Speed in Small Hydro, Grenoble, January. 2000.
- [24] Kelber. C, Schumacher. W, "Control of Doubly-Fed Induction Machines as an Adjustable Speed Motor/Generator", Proc. VSSHy European Conference on Variable Speed in Small Hydro, Grenoble, January. 2000.
- [25] A. Doria-Cerezo, « Modeling, simulation and control of a doubly-fed induction machine controlled by a back-to-back converter », PhD Thesis, Universitat Politecnica de Catalunya, 2006.
- [26] Y. Elbia, « Commande floue optimisée d'une machine asynchrone a double alimentation et a flux orienté », Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2009.
- [27] F. Malrait, "Problèmes d'Identification et d'Observabilité du Moteur à Induction pour la Variation de Vitesse Industrielle sans Capteur", Thèse de Doctorat en Mathématique et Automatique, Ecole Nationale Supérieure des Mines de Paris, France, 2001.
- [28] G. Salloum, "Contribution à la Commande Robuste de la Machine Asynchrone à Double Alimentation", Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2007.
- [29] A. L. Nemmour, "Contribution à la Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à Double Alimentation", Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, 2002.
- [30] V. Paul-Etienne, "Commande non-Linéaire d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation", Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.

**CHAPITRE II**  
**MODÉLISATION DE LA MACHINE**  
**ASYNCHRONE À DOUBLE ALIMENTATION**

## CHAPITRE II

### MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE À DOUBLE ALIMENTATION

#### II.1. INTRODUCTION :

La machine asynchrone à double alimentation présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor. Par ailleurs, pour étudier une machine électrique, le but de l'électrotechnicien est d'élaborer un modèle aussi fin que possible afin qu'il puisse se rendre compte de la réalité. Dans ce chapitre, on présente le modèle mathématique de la machine asynchrone à double alimentation et ses onduleurs, cette machine fonctionne en moteur, dont les phases du stator et les phases du rotor sont alimentées par un réseau triphasé de tension sinusoïdale à fréquence et amplitude constante ou par un onduleur de tension ou de courant à fréquence et à amplitude variable. Nous présenterons à la fin de ce chapitre les résultats de simulations dans les modes de fonctionnement normal. [1]

#### II.2. REPRÉSENTATION DE LA MACHINE DANS L'ESPACE ÉLECTRIQUE :

La machine asynchrone à double alimentation représentée schématiquement par la figure (II.1), et dont les phases sont repérées respectivement par  $(as, bs, cs)$  pour le stator et  $(ar, br, cr)$  pour le rotor. L'angle électrique  $\theta$  variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases  $as$  et  $ar$  choisies comme axes de références. [2]

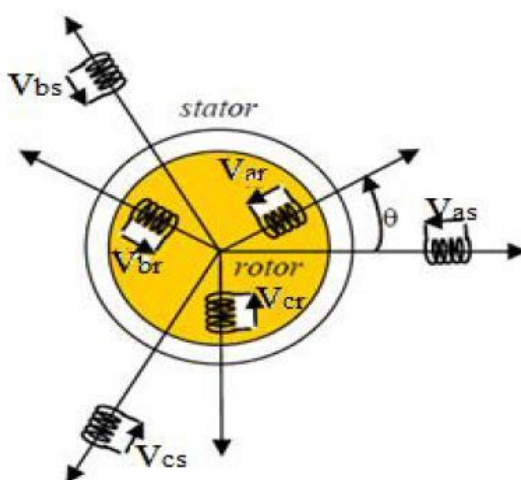


Figure II.1: Représentation de la machine asynchrone à double alimentation

Dans cette machine, les enroulements statoriques sont alimentés par le réseau et les enroulements rotoriques sont alimentés à travers un convertisseur de fréquence, ou bien les deux enroulements sont alimentés par deux onduleurs en général.

### **II.3.HYPOTHÈSES SIMPLIFICATRICES :**

La modélisation de la machine asynchrone à double alimentation est établie sous les simplificatrices suivantes:

- Entrefer constant, l'effet des encoches négligeable.
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- Circuit magnétique non saturé et parfaitement feuilleté.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- L'influence de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.
- La répartition de l'induction, le long de l'entrefer, est sinusoïdale.

### **II.4. ÉQUATIONS ÉLECTRIQUES DE LA MACHINE :**

Le modèle de la MADA comporte :

Trois équations statoriques et trois équations rotoriques :

$$\begin{cases} U_s = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] & \text{(II.1)} \\ U_r = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] & \text{(II.2)} \end{cases}$$

$$[U_s] = \begin{bmatrix} U_{as} \\ U_{bs} \\ U_{cs} \end{bmatrix} \text{ et } [U_r] = \begin{bmatrix} U_{ar} \\ U_{br} \\ U_{cr} \end{bmatrix} : \text{vecteur des tensions du stator et tensions du rotor}$$

$$[I_s] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \text{ et } [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} : \text{vecteur des courants du stator et courants du rotor}$$

$$[R_s] = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \text{ et } [R_r] = \begin{pmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{pmatrix} : \text{Où sont respectivement les Résistances statoriques et rotoriques.}$$

## II.5. APPLICATION DE LA TRANSFORMATION DE PARK À LA MADA :

La transformation de Park appelée souvent transformation des deux axes, fait correspondre (indice d) d'axe direct et d'axe en quadrature (indice q). Cette transformation rend assez aisée de tous les régimes transitoires de la machine Électrique polyphasée. Le principe consiste à remplacer les grandeurs (courant, tension et flux) d'indices réelles a,b,c par des grandeurs d'indices d, q, o (direct, en quadrature et homopolaire) à l'aide de la matrice de Park. [P(θ)].7

On transforme le système triphasé en un système biphasé tournant.

La matrice de transformation de Park et son inverse est donnée par :

$$\begin{cases} P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \\ P(\theta)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \end{cases} \quad (II.3)$$

La figure (II.2), représente le principe de la transformation de Park appliquée à la MADA :

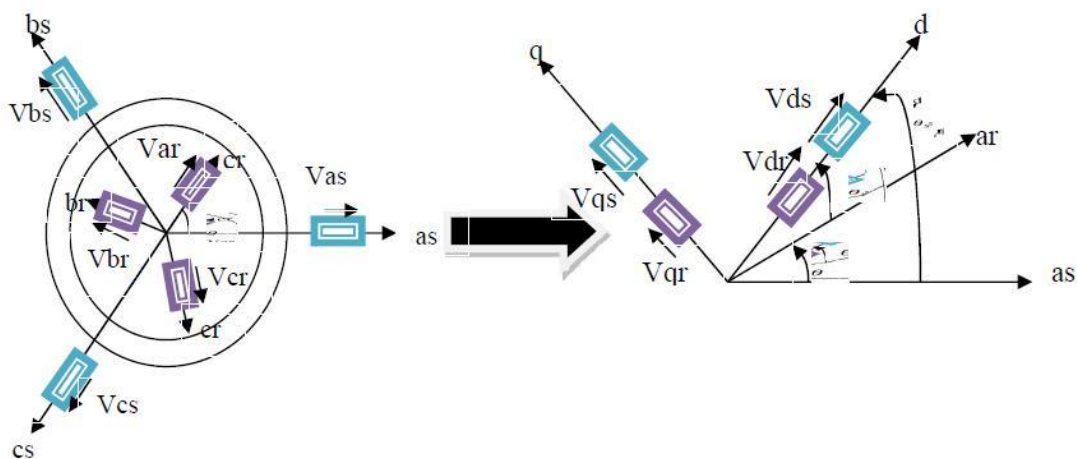


Figure II.2: Principe de la transformation de Park appliquée à la MADA

## II.6. MODÈLE DE LA MADA DANS LE RÉFÉRENTIEL DE PARK :

La machine asynchrone à double alimentation peut être modélisée par six équations électriques et une seule équation mécanique qui concerne la dynamique du rotor.

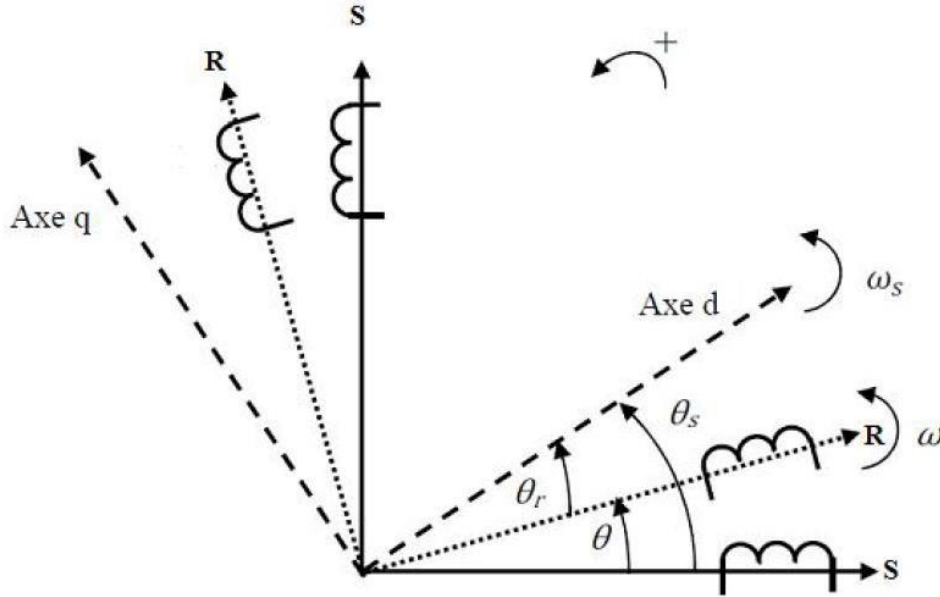


Figure II 3: Repères de référence : statorique, rotorique et tournant d-q

### II.6.1. Équation magnétique :

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\varphi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{sr}][I_s] \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

$$\begin{cases} [L_{ss}] = \begin{pmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{pmatrix} \\ [L_{rr}] = \begin{pmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{pmatrix} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Où  $l_s$ ,  $l_r$  sont respectivement les inductances principales de fuite statoriques et rotoriques.  $M_s$ ,  $M_r$  sont respectivement les inductances mutuelles statoriques et rotoriques. La matrice des inductances mutuelles (ou matrice de couplage rotor- stator) est donnée par :

$$[L_{ss}] = M_{sr} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{pmatrix} \quad (\text{II.6})$$

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^t \quad (\text{II.7})$$

### II.6.2. Modèle de la MADA biphasé :

L'application de la transformation de Park au modèle de la machine asynchrone à double alimentation conduit à des équations exprimées dans un repère lié au champ tournant (d-q):

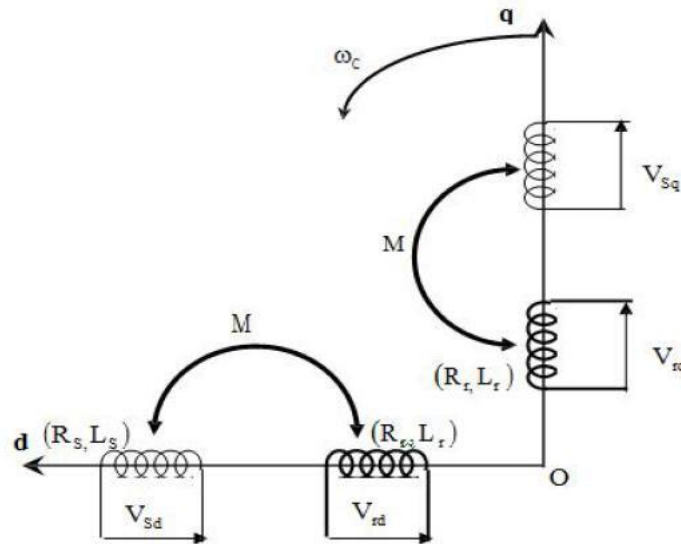


Figure II.4: modèle généralisé biphasé de la MADA selon les axes (d-q)

### II.6.3. Équation mécanique :

Le couple électromagnétique peut être obtenu à partir de l'expression de la Co-énergie ou à l'aide d'un bilan de puissances.

$$Cem = P[I_s]^t \frac{d}{dt} ([M_{rs}][I_r]) \quad (II.8)$$

L'équation dynamique est donnée par :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = Cem - Cr - f_r \Omega_r \quad (II.9)$$

Ainsi, le fonctionnement de la machine est régi par un système de sept équations. C'est un système non linéaire, car dépendant de  $L(\theta)$ , et sa résolution analytique dans le repère  $(abc)$  est très difficile. Ce problème se simplifie en adoptant une transformation qui permet le passage d'un système triphasé à un système biphasé équivalent [3].

### II.7. MODÈLE DE LA MACHINE EN VUE DE SA COMMANDE :

Pour obtenir le modèle complet de la MADA, on remplace les expressions des flux dans les équations de tension. On obtient quatre équations électriques en fonction des composantes des courants et/ou flux statoriques et rotoriques. L'association de l'équation

mécanique aux quatre équations électriques donne le modèle de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère de Park qui peut être mis sous la forme d'état suivante :

### II.7.1.Équations des tensions :

Les équations électriques qui s'écrivent sous la forme matricielle suivante :

$$[U_{abc}] = [R_s][I_{abc}] + \frac{d|\varphi_{abc}|}{dt} \quad (\text{II.10})$$

$$P(\theta)[U_{abc}] = P(\theta)[R_s][I_{abc}] + P(\theta) \frac{d|\varphi_{abc}|}{dt} \quad (\text{II.11})$$

$$[U_{dq0}] = [R_s][I_{dq0}] + P(\theta) \frac{d|\varphi_{abc}|}{dt} \quad (\text{II.12})$$

Dans ce travail nous avons choisis le repère lié au champ tournant (dq). Les équations électriques deviennent :

➤ **Pour le stator :**

$$U_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs}$$

$$U_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} - \omega_s \varphi_{ds} \quad (\text{II.13})$$

$$U_{0s} = R_s I_{0s} + \frac{d\varphi_{0s}}{dt}$$

Où  $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$  est la vitesse angulaire du système d'axes (dq).

➤ **Pour le rotor :**

$$U_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr}$$

$$U_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} \quad (\text{II.14})$$

$$U_{0r} = R_r I_{0r} + \frac{d\varphi_{0r}}{dt}$$

### II.7.2.Équations des flux :

Pour le stator, en multipliant par l'équation suivante par  $P(\theta)$  :

$$[\varphi_{abc}] = [L_s][I_{ABC}] + [L_{sr}][I_{abc}] \quad (\text{II.15})$$

$$P(\theta)[\varphi_{abc}] = P(\theta)[L_s][I_{ABC}] + P(\theta)[L_{sr}][I_{abc}] \quad (\text{II.16})$$

Donc :

$$[\varphi_{dq0}] = P(\theta)[L_s][I_{ABC}] + P(\theta)[L_{sr}][I_{abc}] \quad (\text{II.17})$$

Après la simplification, on trouve :

$$\varphi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \quad (\text{II.18})$$

$$\varphi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \quad (\text{II.19})$$

$$\varphi_{0s} = L_s I_{0s} \quad (\text{II.20})$$

Pour le rotor, et de la même manière, on trouve :

$$\varphi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \quad (\text{II.21})$$

$$\varphi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \quad (\text{II.22})$$

$$\varphi_{0r} = L_r I_{0r} \quad (\text{II.23})$$

➤ **Au stator :**

$$U_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \quad (\text{II.24})$$

$$U_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} - \omega_s \varphi_{ds} \quad (\text{II.25})$$

$$U_{0s} = R_s I_{0s} + \frac{d\varphi_{0s}}{dt} \quad (\text{II.26})$$

➤ **Au rotor :**

$$U_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} \quad (\text{II.27})$$

$$U_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} \quad (\text{II.28})$$

$$U_{0r} = R_r I_{0r} + \frac{d\varphi_{0r}}{dt} \quad (\text{II.29})$$

### **II.7.3.Expression du couple électromagnétique de la MADA dans le repère de Park :**

Pour étudier les phénomènes transitoires (démarrage, freinage, variation de la charge) avec une vitesse rotorique variable, il faut ajouter l'équation du mouvement (II.9) au système d'équations différentielles modélisant la machine [3]. La forme générale du couple électromagnétique d'une machine asynchrone triphasée modélisée dans le repère de Park est donnée par la relation suivante :

$$Cem = \frac{3PM}{2L_r} (\varphi_{dr} I_{qs} - \varphi_{qr} I_{ds}) = \frac{3P}{2} (\varphi_{ds} I_{qs} - \varphi_{qs} I_{ds}) \quad (\text{II.30})$$

### **II.8.MODELE DE LA MADA DANS LE REPÈRE DE PARK SOUS FORME D'ÉTAT :**

On met le système sous forme d'un système d'équations d'état :

$$\dot{X} = AX + BU$$

Avec  $X$  : vecteur d'état

$U$  : vecteur d'entrée

Le choix du vecteur  $X$  se fait de plusieurs façons. Dans notre cas, on choisit :

$X = (\varphi_{ds}, \varphi_{qs}, I_{dr}, I_{qr})^t$  et les grandeurs  $U_{ds}, U_{qs}, U_{dr}$  et  $U_{qr}$  comme variables de commande.

Après transformations des flux et courants, on aboutit au système Par une représentation matricielle suivant :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_s} & \omega_s & \frac{M}{T_s} & 0 \\ -\omega_s & \frac{1}{T_s} & 0 & \frac{M}{T_s} \\ k & -k1\omega & \gamma & \omega_s - \omega \\ k1\omega & k & \omega - \omega_s & \gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -k1 & 0 & \frac{1}{\delta L_r} & 0 \\ 0 & -k1 & 0 & \frac{1}{\delta L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{ds} \\ U_{qs} \\ U_{dr} \\ U_{qr} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} ; T_r = \frac{L_r}{R_r} ; \delta = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} ; \gamma = -\frac{1}{\delta T_r} - \frac{M^2}{\delta L_s L_r T_s} ; k = \frac{M}{\delta L_s L_r T_s} ; k1 = \frac{M}{\delta L_s L_r}$$

## II.9. MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION :

Pour modéliser l'onduleur de tension, Figure II.6, on considère son alimentation commune une source parfaite, supposée être constituée de deux générateurs de f.é.m. égale à  $U_0/2$  connectés entre eux par un point noté n [1].

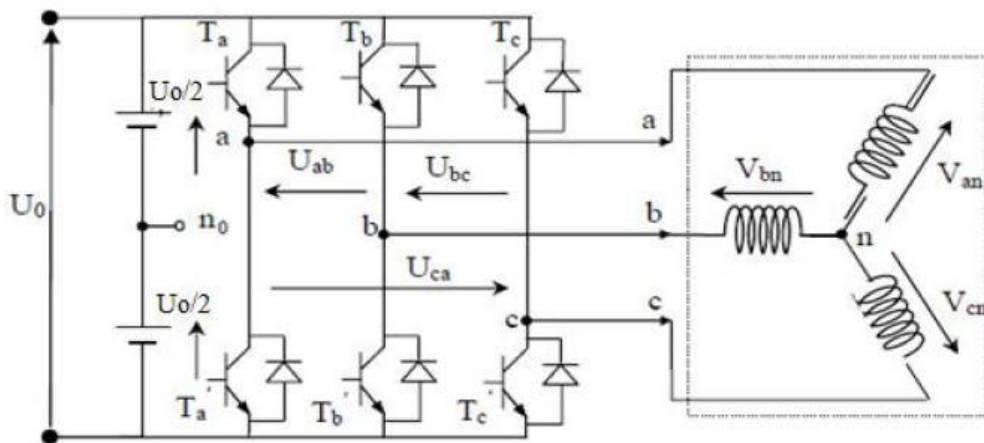


Figure II.5: Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons  $V_{an}, V_{bn}$  et  $V_{cn}$ . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques  $S_i$ . On appelle  $T_i$  et  $T'_i$  les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux) :  $S_i = 1$ , alors  $T_i$  est passant et  $T'_i$  est ouvert,  $S_i = 0$ , alors  $T_i$  est ouvert et  $T'_i$  est passant.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur.

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle, donc :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence  $n_0$ .

$$\begin{cases} V_{an} = V_{nn0} - V_{an0} \\ V_{bn} = V_{nn0} - V_{bn0} \\ V_{cn} = V_{nn0} - V_{cn0} \end{cases} \quad (\text{II.32})$$

Donc, on peut déduire que :

$$\left\{ V_{nn0} = \frac{1}{3} [V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \right. \quad (\text{II.33})$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits Si (i=a, b, c) on a : donc

$$\begin{cases} V_{an0} = (U_a - 0.5)U_0 \\ V_{bn0} = (U_b - 0.5)U_0 \\ V_{cn0} = (U_c - 0.5)U_0 \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

En remplaçant (II.32) dans (II.34), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an0} + \frac{2}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} + \frac{2}{3}V_{cn0} \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

En remplaçant (II.34) dans (II.35), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U_0 \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

Il suffit d'appliquer la transformation de Concordia pour passer d'un système triphasé au système biphasé.

### II.9.1. Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) :

La modulation triangulo-sinusoïdale est appelée également modulation de largeur d'impulsion intersective puisque son principe repose sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, dite tension de référence, généralement sinusoïdale, avec une onde porteuse haute fréquence de forme, généralement, triangulaire, d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale. Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance [4].

Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoïdale [4]:

- L'indice de modulation  $m$  qui définit le rapport entre la fréquence  $f_p$  de la porteuse et la fréquence  $f_r$  de la référence :  $m = \frac{f_p}{f_r}$
- Le taux de modulation  $r$  (ou coefficient de réglage en tension ou encore rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante  $V_r$  à la valeur crête  $V_p$  de la porteuse:  $r = \frac{V_r}{V_p}$

Le schéma de principe est donné par la figure II.7.

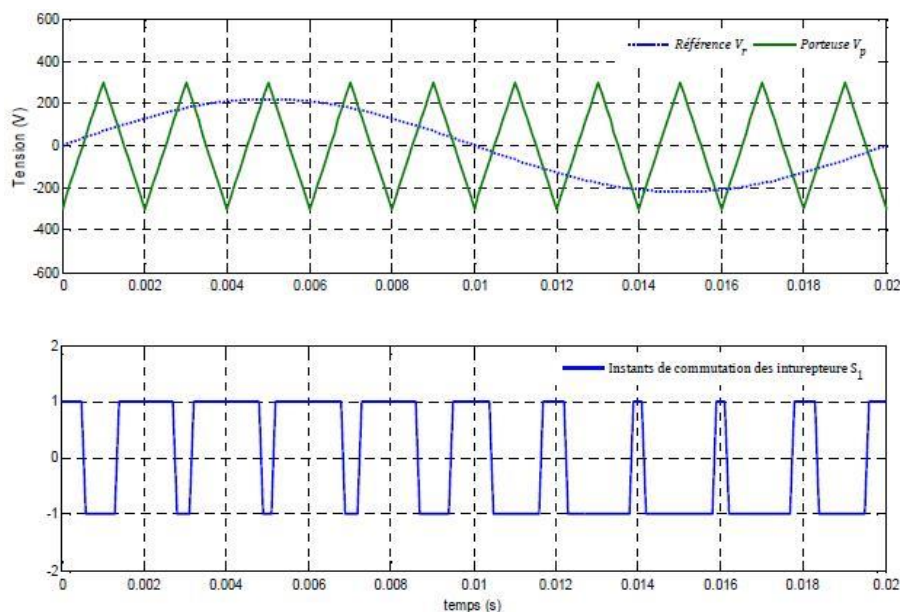


Figure II.6: Principe de la commande MLI- ST

La porteuse est un signal triangulaire caractérisé par sa fréquence  $f_p$  et sa valeur de crête  $V_p$ .

On définit l'équation de la porteuse dans sa période  $[0, T_p]$  par [4] :

$$\begin{cases} x_1(t) = V_p \left( -1 + 4 \frac{t}{T_p} \right) \text{ si } t \in \left[ 0 \frac{T_p}{2} \right] \\ x_2(t) = V_p \left( 3 - 4 \frac{t}{T_p} \right) \text{ si } t \in \left[ \frac{T_p}{2} T_p \right] \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

La référence est un signal sinusoïdal d'amplitude  $V_r$  et de fréquence  $f_r$ . En triphasé, les trois tensions sinusoïdales de référence sont données par :

$$\begin{cases} v_{rA} = V_r \sin 2\pi f_r t \\ v_{rB} = V_r \left( \sin 2\pi f_r t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ v_{rC} = V_r \left( \sin 2\pi f_r t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

La commande MLI sinus triangle utilise la comparaison avec la porteuse des trois composantes de la tension de référence afin de calculer les états  $S_1, S_2$  et  $S_3$  des interrupteurs de l'onduleur. Ceux ci sont donnés par l'équation II.37 suivante [4]:

$$\begin{cases} 1 & \text{si } (v_{rABC} - x(t)) \geq 0 \\ -1 & \text{si } (v_{rABC} - x(t)) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

## II.10. RÉSULTATS DE SIMULATION ET INTERPRÉTATION :

Afin de simuler notre machine, on a fait appel au logiciel MATLAB/SIMULIK. Les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe

Le schéma bloc de la MADA est donné comme :

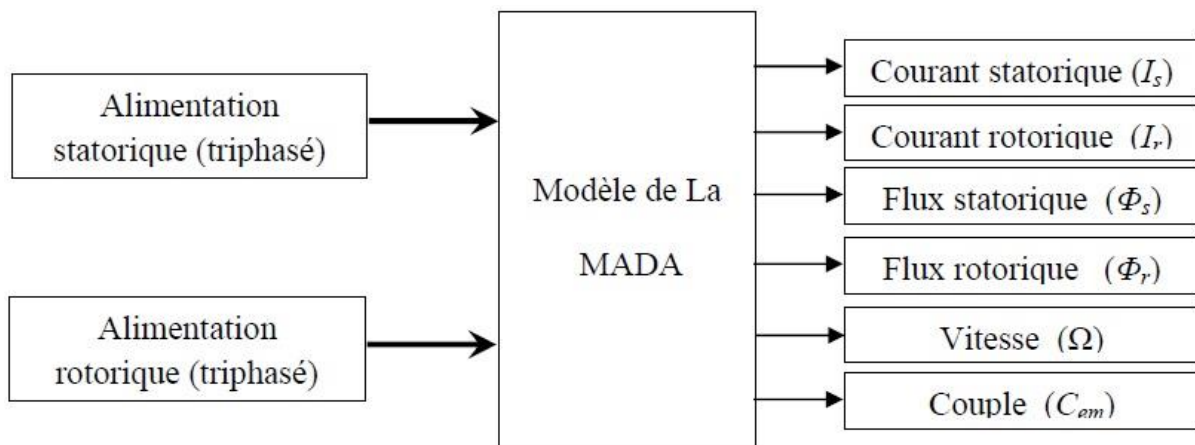


Figure II.7: Le schéma bloc de simulation de la MADA alimenté en tension

### II.10.1. Cas de la MADA alimentée par le réseau :

Les résultats de simulation représentent l'évolution de quelques variables fondamentales de la machine asynchrone à savoir la vitesse (N), le couple électromagnétique

Cem. Nous avons simulé le fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation, alimentée directement par le réseau standard à vide et en charge. L'examen des courbes permet de constater que :

➤ **A vide :**

D'après les résultats de simulation obtenus, on constate que la vitesse atteint sa valeur finale qui vaut 157.5 rd/s au bout d'un temps de réponse de 0.15 s environ dans ce cas de démarrage à vide, à l'instant 3s (alimentation du rotor) On remarque atteint un pic faible de 166 rd/s et puis revient à la vitesse nominale.

L'allure du couple électromagnétique présente un pic de 162 N.m pendant le démarrage puis diminue et équilibre le couple des frottements en régime établi. A l'instant 3s (alimentation du rotor), on remarque que le couple atteint un pic faible de 28 N.m, puis il revient à son état précédent.

Le flux statorique présente des dépassements de faible amplitude dans la premier instant, mais ils disparaissent au bout de quelques alternances et il prend une forme sinusoïdale d'amplitude constante.(même remarque pour le pic faible à 3s).

Les courant rotorique présentent des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale, après ce temps l'amplitude de ces oscillations est reste constant, (même remarque pour le pic faible à 3s).

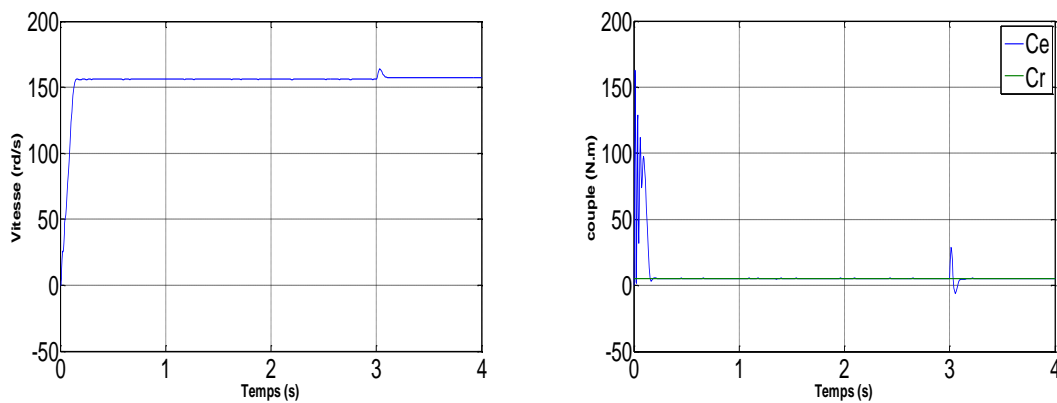


Figure II.8. a: Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

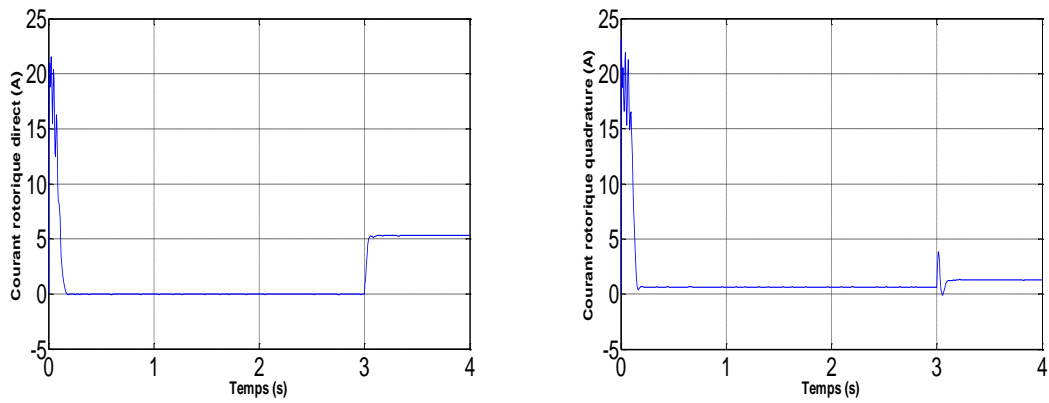


Figure II.8. b: Les composantes des courants rotorique direct  $I_{dr}$  et en quadrature  $I_{qr}$

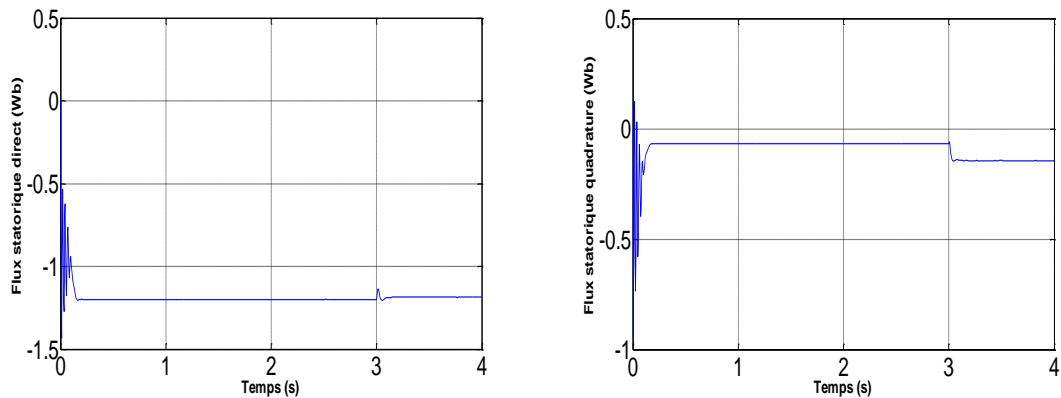


Figure II.8. c: Les composantes des flux statoriques direct  $\phi_{ds}$  et en quadrature  $\phi_{qs}$

Figure II.8: Réponse dynamique de la machine à vide.

➤ **En charge :**

A  $t = 2s$ : nous avons appliqué à l'arbre de la MADA un couple résistant ( $Cr = 5N.m$ ), nous constatons que:

L'introduction d'un couple de charge provoque une diminution de la vitesse, et le couple électromagnétique atteint sa valeur de référence appliquée.

La diminution du flux durant l'application de la charge ce qui prouve le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique

Le courant de phase rotorique est augmenté en régime établi.

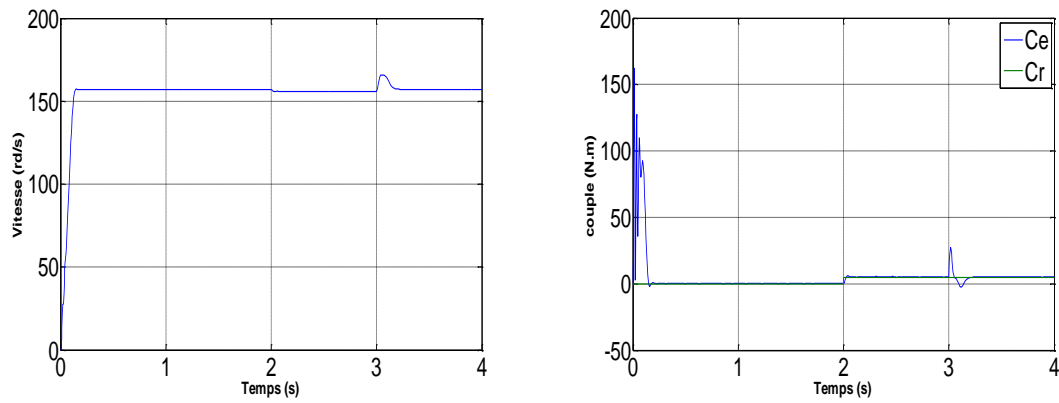


Figure II.9. a: Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

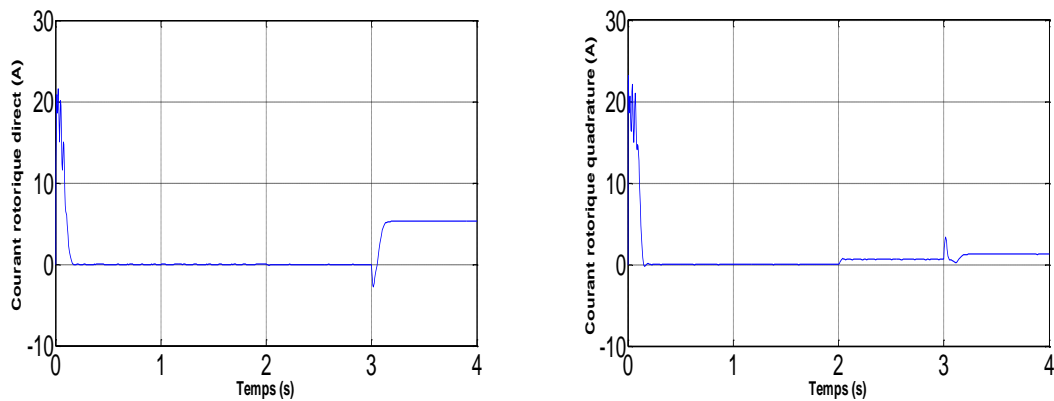


Figure II.9. b: Les composantes des courants rotorique direct  $I_{dr}$  et en quadrature  $I_{qr}$

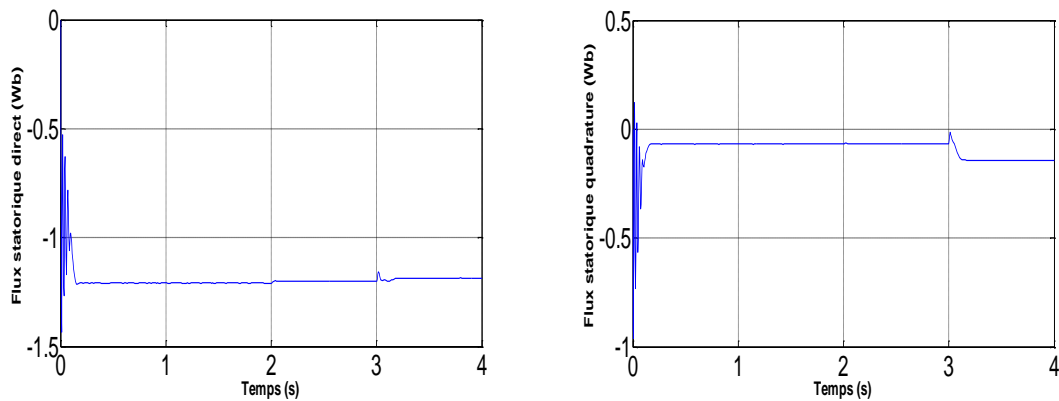


Figure II.19. c: Les composantes des flux statoriques direct  $\varphi_{ds}$  et en quadrature  $\varphi_{qs}$

Figure II.9: Réponse dynamique de la machine avec application du couple de charge.

### II.10.2. Cas de la MADA alimentée par l'onduleur :

Les courbes des deux simulations de la machine alimentée par le réseau et par l'onduleur de tension sont presque identiques sauf l'apparition des oscillations qui sont dues à la fréquence de commutation des interrupteurs.

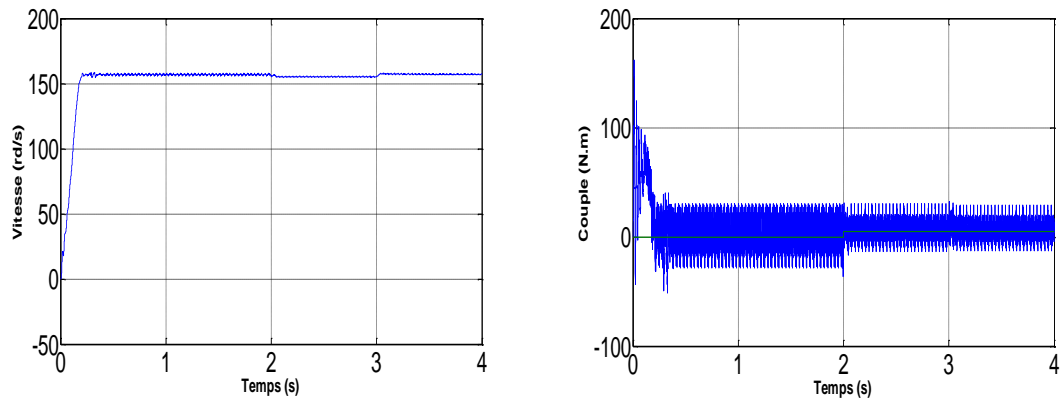


Figure II.10. a: Réponse dynamique de la vitesse et du couple électromagnétique.

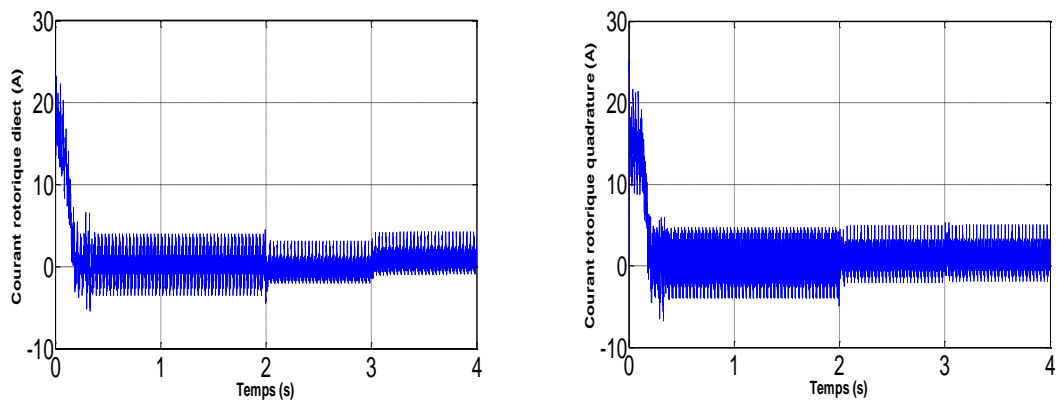


Figure II.10. b: Les composantes des courants rotorique direct  $I_{dr}$  et en quadrature  $I_{qr}$

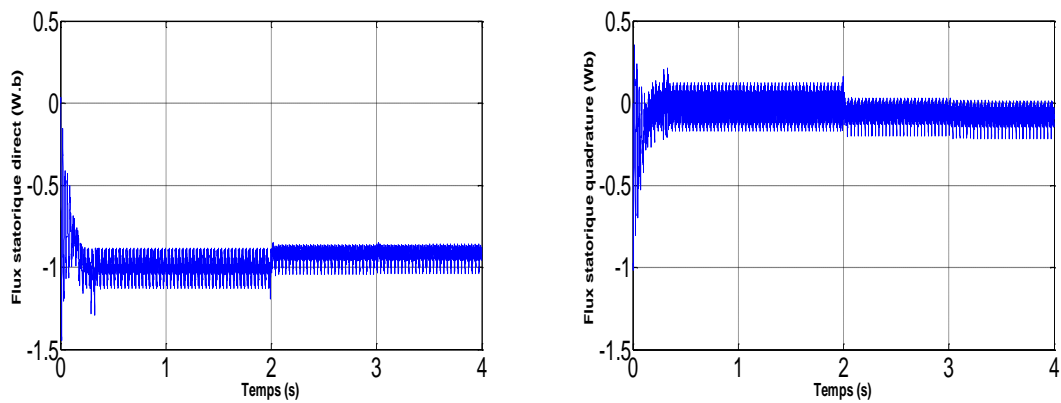


Figure II.10. c: Les composantes des flux statoriques direct  $\varphi_{ds}$  et en quadrature  $\varphi_{qs}$

Figure II.10: Réponse dynamique de la MADA alimentée par l'onduleur.

## **II.11.CONCLUSION :**

Dans ce chapitre nous sommes intéressés à l'établissement du modèle de la machine asynchrone à double alimentation associée à un onduleur de tension commandé par modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Pour réduire la complexité du modèle, nous avons opté pour l'application de la transformation de Park qui transforme la machine triphasée en une machine biphasée équivalente. Cette transformation permet une réduction notable de la complexité de la résolution des équations différentielles du système

Pour améliorer le comportement dynamique de la machine lorsqu'elle est soumise à des perturbations, la suite du travail sera consacrée à la régulation de la vitesse de rotation de la machine en utilisant la technique de la commande vectorielle.

## **II.12. RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES :**

- [1] J. Camille de Barros, "Application de la Logique Floue à la Commande Optimale du Moteur Asynchrone", Thèse de Doctorat, Université Marseille, France 2003.
  
- [2] B. Farid, « commande intelligente d'une association convertisseur statique machine asynchrone à double alimentation ». Thèse de magister, Université de Batna, 2009.
  
- [3] F. Blaschke, "The Principle of Field Oriented as Applied to the New Tranvector Closed-loop Control Systems for Rotating Machines", Siemens Rev, vol. 39 n°4, pp. 217-220, 1972.
  
- [4] A. Meroufel, « Contrôle De La Machine Asynchrone ». Polycopie De Cours, Université Djillali Liabes De Sidi Bel-Abbès, Algérie, 2009.
  
- [5] Z. Boudjemaa, « Commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone a double alimentation par régulateur PI-Flou », Mémoire De Magistère En Electrotechnique, Ecole Normale Supérieure De L'enseignement Technologique D'Oran, Algérie, 2009.

**CHAPITRE III**  
**Commande Vectorielle De La Machine**  
**Asynchrone A Double Alimentation**

## **CHAPITRE III**

### **Commande Vectorielle De La Machine Asynchrone A Double Alimentation**

#### **III.1.INTRODUCTION :**

Actuellement, la machine asynchrone de par sa simplicité de construction, sa robustesse et son faible coût, elle détrône progressivement la machine à courant continu et concurrence son homologue la machine synchrone. Seulement une association « convertisseur statique machine asynchrone » exige un procédé de contrôle efficace et performant. La commande à haute performance d'une machine asynchrone est devenue très complexe, mais sa réalisation ne pose plus de problème vu que les possibilités des techniques numériques modernes ouvrent des perspectives de plus en plus compétitives tout en respectant l'aspect économique de cette réalisation [1].

L'application de technique de commande sur la machine asynchrone à double alimentation présente une solution attractive pour réaliser des performances meilleures pour les applications de la production d'énergie dans une gamme de vitesse limitée et constitue actuellement un domaine de recherche [1].

Le but de ce chapitre est de présenter la technique de la commande vectorielle appliquée à la MADA. Nous présenterons tout d'abord une généralité sur cette commande. En fin de chapitre, nous nous intéresserons à l'étude de la robustesse du système étudié vis-à-vis des variations paramétriques de la machine.

#### **III.2.GÉNÉRALITÉS SUR LA COMMANDE VECTORIELLE :**

Les origines de la commande vectorielle contrairement aux idées reçues, remontent à la fin du siècle dernier et aux travaux de Blondel sur la théorie de la réaction des deux axes. Toutefois, compte tenu de la technologie utilisée à cette époque, il n'était pas question de transposer cette théorie au contrôle des machines électriques [2].

##### **III.2.1. But et principe de la commande vectorielle :**

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant d'induit). Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple, une

grande plage de commande de vitesse et une haute efficacité pour une grande plage de charge en régime permanent. C'est facile pour la machine à courant continu, où la force magnétomotrice de l'induit établit un angle droit avec l'axe du flux inducteur, et ceci quelque soit la vitesse de rotation, ainsi le couple est proportionnel au produit du flux inducteur et du courant d'induit. Si la machine est excitée séparément, et l'on maintient le flux inducteur constant, le couple est directement proportionnel au courant d'induit, on obtient donc de bonnes performances dynamiques puisque le couple peut être contrôlé aussi rapidement que le courant d'induit peut l'être. Par contre, dans une machine asynchrone, l'angle entre le champ tournant du stator et celui du rotor varie avec la charge (différent de  $90^\circ$ ), il en résulte des interactions complexes et des réponses dynamiques oscillatoires. Pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu, on introduit la technique de la commande vectorielle.

### **III.2.2. Les types de la commande vectorielle :**

La commande vectorielle, notée FOC (Field Oriented Control) consiste à rendre le comportement du moteur asynchrone identique à celui de la machine à courant continu. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux rotorique.

La commande à flux orienté permet de piloter la machine suivant deux axes : un axe pour le flux et un autre pour le couple.

Généralement ces techniques se différencient selon :

- la source d'énergie : commande en tension ou en courant,
- l'orientation du repère (d, q) : suivant le flux statorique ou rotorique ou d'entrefer, le contrôle du flux : direct par mesure ou indirect par observation

#### **III.2.2.1. Commande vectorielle directe :**

La connaissance du module de flux et de sa phase est requise pour assurer un découplage entre le couple et le flux quel que soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesures aux bornes du variateur. Une première possibilité est de placer des capteurs dans le bobinage statorique et de mesurer directement les composantes du flux de manière à en déduire l'amplitude et la phase. Les capteurs mécaniquement fragiles sont soumis à des contraintes sévères dues aux vibrations et à l'échauffement. En outre, ce mode nécessite l'utilisation d'un moteur équipé de capteurs de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa construction. Par conséquent, dans la grande majorité de cas,

on fait appel à des estimateurs ou des observateurs à partir des mesures effectuées sur le variateur.

La méthode directe a l'avantage de prendre beaucoup moins les variations des paramètres de la machine.

### **III.2.2.2. Commande vectorielle indirecte :**

Est basée sur le principe à ne pas mesurer (ou estimer) l'amplitude du flux mais seulement sa position. Elle consiste à estimer la position du vecteur du flux, et de régler son amplitude en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire. Cette méthode a été favorisée par le développement des microprocesseurs, elle est très sensible aux variations paramétriques de la machine. Il est important de souligner que la méthode indirecte est la plus simple à réaliser et la plus utilisée que la méthode directe, mais le choix entre les deux méthodes varie d'une application à l'autre [1].

### **III.3. APPLICATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE À LA MADA :**

L'application de la commande vectorielle à la MADA consiste à réaliser un découplage entre les grandeurs générant le couple et le flux. Pour cela, on peut régler le flux par une composante du courant statorique ou rotorique  $i_{ds}$  ou  $i_{dr}$  et le couple par l'autre composante  $i_{qs}$  ou  $i_{qr}$ . Ainsi, la dynamique de la MADA sera ramenée à celle d'une machine à courant continu.

L'expression du couple électromagnétique d'une machine à courant continu compensée à excitation séparée, en absence de la saturation est donnée par :

$$C_{em} = k_a \varphi(I_f) I_a \quad (III.1)$$

$\varphi(I_f)$  : Est le flux imposé par le courant d'excitation  $I_f$ .

$I_a$  : Est le courant d'induit.

Selon l'expression (III.1), le flux dépend du courant d'excitation. Alors, si le flux est constant le contrôle du couple se fait uniquement par le courant. Donc la production du couple et la création du flux sont indépendantes [3].

On peut schématiser cette méthode comme suit :

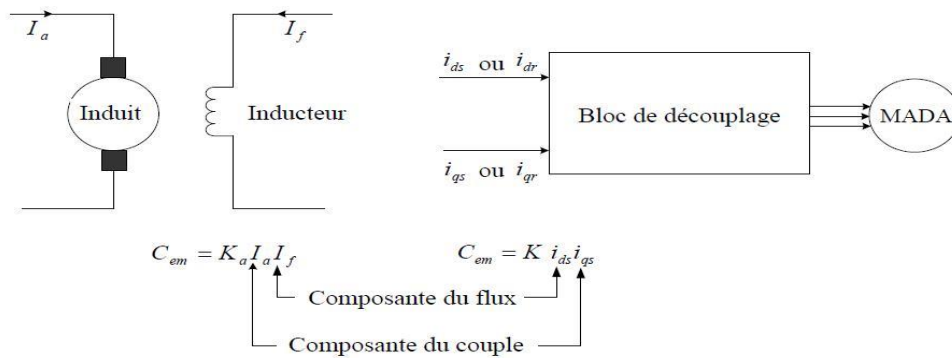


Figure III.1: Analogie entre la commande vectorielle d'une MADA et la commande d'une MCC.

### III.4. CHOIX DE REPÈRE DE RÉFÉRENCE :

Plusieurs choix peuvent être faits, nous décidons d'orienter notre repère suivant un vecteur flux : la variable essentielle de notre contrôle. Il reste donc à déterminer le flux que nous allons retenir pour orienter notre repère (d-q) :

- Le flux statorique
- Le flux rotorique
- Le flux d'entrefer

L'orientation de l'axe d suivant la direction du flux statorique nous paraît la plus judicieuse. Elle est celle qui a été la plus utilisée dans les travaux précédents [4]. Cette orientation conduit à :

$$\varphi_s = \varphi_{ds} \rightarrow \varphi_{qs} = 0 \quad (III.2)$$

Le principe de ce type d'orientation de flux est illustré par la figure (III.2) :

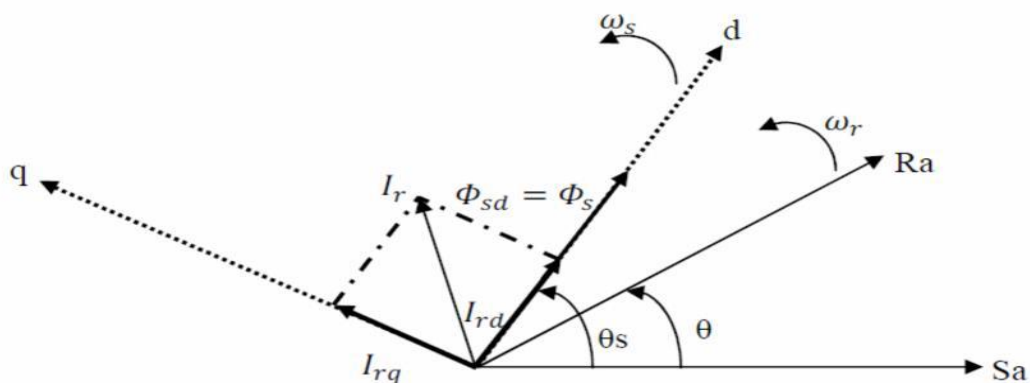


Figure III.2: Orientation du flux statorique

Pour simplifier la commande il est nécessaire de faire un choix judicieux de référentiel. Pour cela, on se place dans un référentiel ( $d-q$ ) lié au champ tournant avec une orientation du flux statorique (l'axe  $d$  aligné avec la direction du flux statorique).

On remplace l'équation (III.2) dans les équations (II.19), (II.20), (II.21), (II.22), on trouve :

$$\begin{cases} \varphi_{sq} = 0 \Rightarrow I_{sq} = -\frac{M}{L_s} I_{rq} \\ I_{sd} = 0 \\ I_{rq} = \frac{\varphi_s^*}{M} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \omega_s \varphi_{sd} \\ V_{rd} = R_r I_{rd} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = R_r I_{rq} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (III.3)$$

Compte tenu des hypothèses de travail retenues, cela nous incite à prendre le courant statorique dans l'axe  $d$  nul,  $I_{sd} = 0$ . Le courant et la tension dans cet axe sont alors en phase  $V_s = V_{sq}$  et  $I_s = I_{sq}$ .

Dans ce cas, nous obtenons un facteur de puissance unitaire au stator, donc la puissance réactive statorique est nulle  $Q_s = 0$  [5].

Ces simplifications conduisent à l'expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = P \varphi_{sn} I_{sq} \text{ Tel que } K = P \varphi_{sn}.$$

Cette expression est semblable à celle d'une machine à courant continu où un découplage entre le flux  $\bar{\varphi}_s$  et le couple électromagnétique  $C_{em}$  est naturel.

Et on a l'expression du couple électromagnétique :

$$C_{em} = \frac{PM}{L_s} (\varphi_{sq} I_{rd} - \varphi_{sd} I_{rq}) \quad (III.4)$$

En remplaçant l'équation (III.2) dans (III.4) on trouve :

$$C_{em} = \frac{PM}{L_s} (-\varphi_{sd} I_{rq}) = -\frac{PM}{L_s} \varphi_s I_{rq} \quad (III.5)$$

Alors :

$$I_{rq} = -\frac{L_s C_e^*}{PM \varphi_s^*} \quad (III.6)$$

De l'équation (II.25) on a :

$$\omega_s = (\frac{R_s M}{L_s} I_{rq} + V_{sq}) / \varphi_s^* \quad (III.7)$$

D'après les équations des flux statorique on aura :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \Rightarrow I_{sd} = \frac{1}{L_s} (\varphi_{sd} - M I_{rd}) \\ \varphi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \Rightarrow I_{sq} = \frac{1}{L_s} (\varphi_{sq} - M I_{rq}) \end{cases} \quad (III.8)$$

On remplace l'équation (III.8) dans (II.24) et (II.25) on trouve :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{sd}}{dt} = V_{sd} + \frac{M}{T_s} I_{rd} - \frac{1}{T_s} \varphi_{sd} \\ \frac{d\varphi_{sq}}{dt} = 0 = V_{sq} + \frac{M}{T_s} I_{rq} - \omega_s \varphi_{sd} \end{cases} \quad (III.9)$$

En exprimant le flux rotorique en fonction de flux statorique  $\varphi_{sd}$  et le courant rotorique  $I_{rd}$  :

En remplaçant l'équation (III.8) dans l'équation (II.21) et (II.22), on trouve donc les deux équations suivantes :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \sigma L_r I_{rd} + \frac{M}{L_s} \varphi_{sd} \\ \varphi_{rq} = \sigma L_r I_{rq} + \frac{M}{L_s} \varphi_{sq} \end{cases} \quad (III.10)$$

En introduisant les équations (III.9) et (III.10) dans les équations (II.27) et (II.28) on trouve :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r I_{rd} + \sigma L_r \frac{dI_{rd}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sd} - (\omega_s - \omega) \sigma L_r I_{rq} \\ V_{rq} = (R_r + \frac{M^2}{L_s T_s}) I_{rq} + \sigma L_r \frac{dI_{rq}}{dt} + \frac{M}{L_s} V_{sq} - \frac{M}{L_s} \omega \varphi_{sd} + (\omega_s - \omega) \sigma L_r I_{rd} \end{cases} \quad (III.11)$$

### III.5. STRUCTURE DE LA COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE (CVD) :

Le schéma de principe de la commande vectorielle directe (CVD) à flux statorique orienté sur l'axe  $d$  est montré par la figure ci-dessous. (III.3).

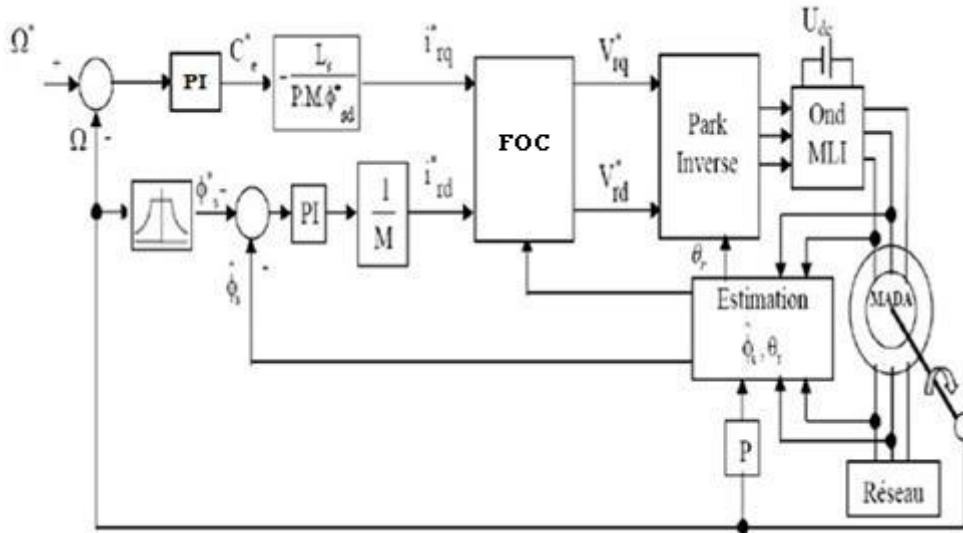


Figure III.3: Schéma de principe de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté du MADA.

La figure (III.4) représente le schéma bloc de la commande vectorielle directe par orientation de flux statorique de la machine asynchrone double alimentée (MADA).

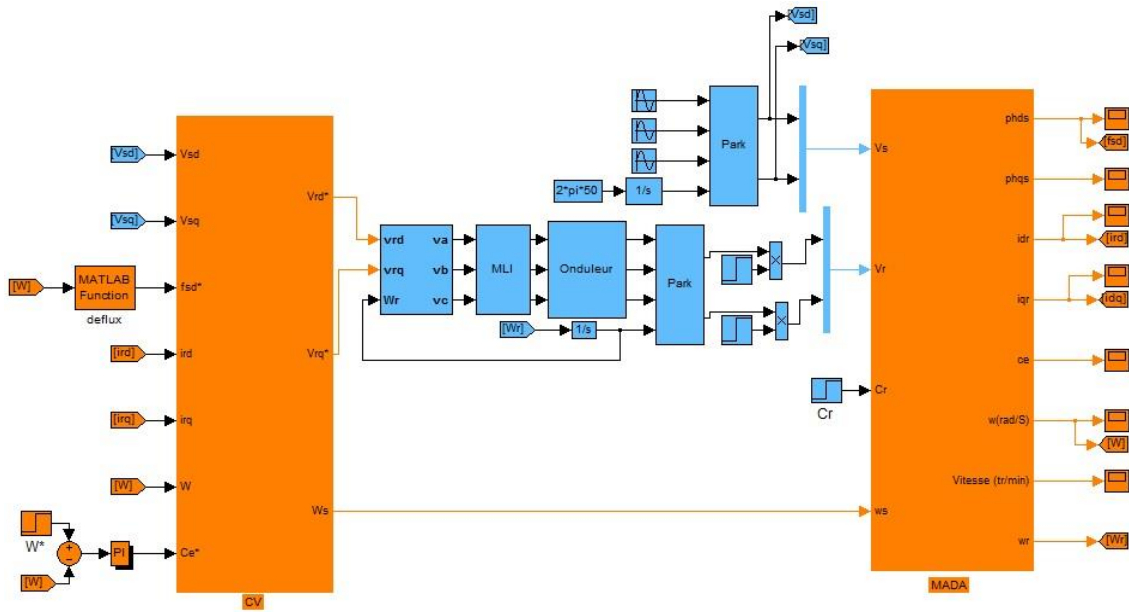


Figure III.4: Schéma bloc de la commande vectorielle directe à flux statorique orienté de la MADA par MATLAB/Simulink.

### III.5.1. Défluxage :

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétiques de la machine, il permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale. D'une part, ce bloc permet en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour les fonctionnements à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la relation non linéaire suivante :

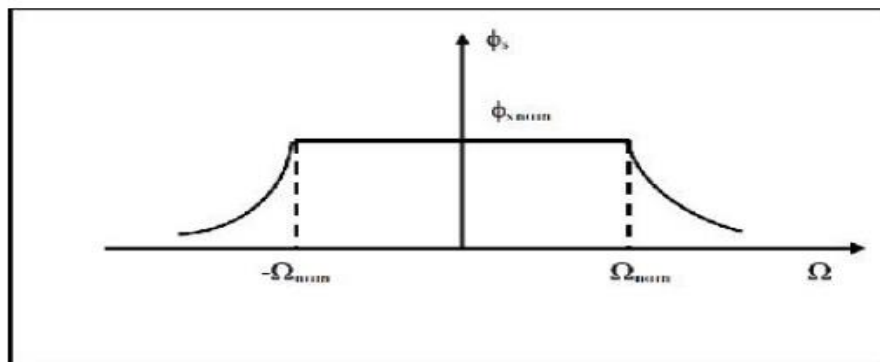


Figure III.5: Le bloc de défluxage

$$\begin{cases} \varphi_s = \varphi_n si |\Omega| \leq |\Omega_n| \\ \varphi_s = \frac{|\Omega_n|}{|\Omega|} \varphi_n si |\Omega| \geq |\Omega_n| \end{cases} \quad (III.12)$$

$\Omega_n$  : Vitesse nominale

$\varphi_n$  : Flux statorique nominale

### III.5.2. Principe du découplage par compensation :

D'après l'équation (III.11), on peut remarquer que les équations de tension incluent deux termes de couplage entre l'axe d et l'axe q. Nous devons présenter un système de découplage, en présentant les termes de compensation :

$$\begin{cases} E_d = \sigma L_r (\omega_s - \omega) I_{rq} \\ E_q = \frac{M}{L_s} \omega \varphi_{sd} - \sigma L_r (\omega_s - \omega) I_{rd} \end{cases} \quad (III.13)$$

Puis, on définit deux nouvelles variables intermédiaires de découplage par deux expressions qui sont :

$$\begin{cases} V_{rd1} = V_{rd} + E_d - \frac{M}{L_s} V_{sd} \\ V_{rq1} = V_{rq} + E_q - \frac{M}{L_s} V_{sq} \end{cases} \quad (III.14)$$

### III.5.3. Estimation du flux statorique :

Dans la commande vectorielle directe à flux statorique orienté de la MADA, la connaissance précise de l'amplitude et la position du vecteur de flux statorique est nécessaire. En mode moteur de la MADA, les courants statorique et rotorique sont mesurable, le flux statorique peut être estimé. L'estimateur de flux peut être obtenu par les équations suivantes (II.4, 24, 25,27, et 28), (III.11):

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \end{cases} \quad (III.15)$$

La position du flux statorique est calculée par l'équation suivante :

$$\theta_r = \theta_s - \theta \quad (III.16)$$

Tel que:

$$\theta_s = \int \omega_s dt, \theta = \int \omega dt, \omega = P\Omega$$

Où :

$\theta_s$  : est la position électrique de stator.

$\theta$  : est la position électrique de rotor.

### III.5.4. Calcul des régulateurs :

#### III.5.4.1. Régulateur du courant $I_{rd}$ :

Il prend en entrée le courant  $I_{rd}^*$  de référence et sa mesure. Il agit sur la tension de référence  $V_{rd}^*$ . Réguler ce courant à une valeur constante, c'est garantir un flux statorique constant.

Le schéma bloc de la régulation du courant  $I_{rd}$  est représenté par la figure (III.6). La fonction de transfert est donnée par l'expression suivante:

$$\frac{I_{rd}^*}{V_{rd}^*} = \frac{1}{R_r + \sigma T_r S} \quad (III.17)$$

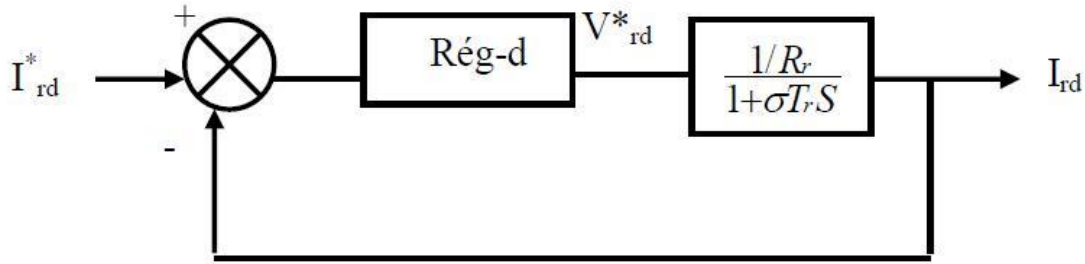


Figure III.6: Schéma de régulation du courant  $I_{rd}$

$$Reg_d = K_d \frac{1 + \sigma T_r S}{S} \quad (III.18)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$F.T.B.O = \frac{K_d (1 + \sigma T_r S)}{R_r S (1 + \sigma T_r S)} = \frac{K_{d1}}{S} = T \quad (III.19)$$

$$\text{Avec: } K_{d1} = \frac{K_d}{R_r}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$F.T.B.F = \frac{T}{1+T} = \frac{K_{d1}}{K_{d1}+S} = \frac{1}{1+\frac{1}{K_{d1}}S} = \frac{1}{1+\tau S} \quad (III.20)$$

On choisie

$$\tau = \sigma T_r = \frac{1}{K_{d1}} = \frac{R_r}{K_d} \Rightarrow K_d = \frac{R_r}{\sigma T_r} \quad (III.21)$$

$$Reg_d = \frac{R_r}{\sigma T_r} \frac{1 + \sigma T_r S}{S} \quad (III.22)$$

#### III.5.4.2. Régulateur du courant $I_{rq}$ :

Il prend en entrée le courant  $I_{rq}^*$  de référence et sa mesure. Il agit sur la tension de référence  $V_{rq}^*$  pour ajuster le courant  $I_{rq}$ .

La régulation du courant  $I_{rq}$  est représentée par la figure (III.7). La fonction de transfert est donnée par l'équation suivante :

$$\frac{I_{rq}^*}{V_{rq}^*} = \frac{1}{K_1 + \sigma L_r S} = \frac{1}{1 + K_2 S} \quad (III.23)$$

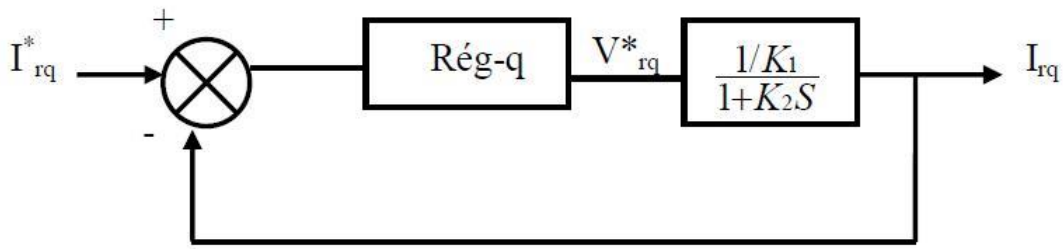


Figure III. 7: Schéma de régulation du courant  $I_{rq}$

Avec:

$$K_1 = R_r + \frac{M^2}{L_s T_s}, \quad K_2 = \frac{\sigma L_r L_s T_s}{R_r L_s T_s + M^2} \quad (\text{III.24})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$F.T.B.O = \frac{K_q (1+K_2 S)}{K_1 S (1+K_2 S)} = \frac{K_{q1}}{S} = T \quad (\text{III.25})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$F.T.B.F = \frac{T}{1+T} \frac{K_{q1}}{K_{q1}+S} = \frac{1}{1+\frac{1}{K_{q1}}S} = \frac{1}{1+\tau S} \quad (\text{III.26})$$

$$Reg_q = \frac{K_1}{\sigma L_r} \frac{1+K_2 S}{S} \quad (\text{III.27})$$

### III.5.4.3. Calcul du régulateur de vitesse :

Il prend en entrée la vitesse de référence et la vitesse mesurée. Il agit sur le couple (c'est-à-dire que sa sortie est le couple de référence) pour réguler la vitesse.

La figure (III.8) montre le système de régulation de vitesse.

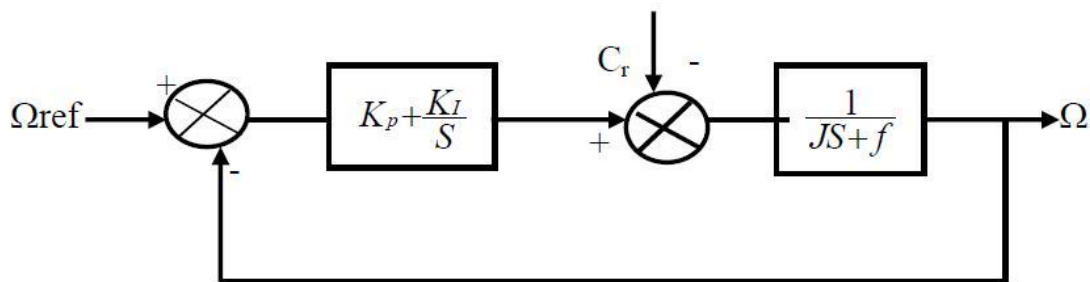


Figure III.8: Schéma de régulation de vitesse

$$\text{On a : } K_p + \frac{K_I}{S} = K \frac{(1+\tau S)}{S}, \quad \tau = \frac{K_p}{K_I} \quad (\text{III.28})$$

$$\frac{\Omega(S)}{\Omega_{ref}(S)} = \frac{1}{\frac{J}{K_I} S^2 + \tau S + 1} \quad (\text{III.29})$$

En comparant l'équation caractéristique de la fonction de transfert avec la forme standard, on trouve :

$$\frac{K_I}{J} = \omega_0^2, \tau = \frac{2\varepsilon}{\omega_0} \quad (III.30)$$

Avec  $\varepsilon$  : Coefficient d'amortissement.

Pour un amortissement critique  $\varepsilon = 1$  on trouve :

$$\tau = \frac{4J}{\tau^2}, K_p = K_I \tau \quad (III.31)$$

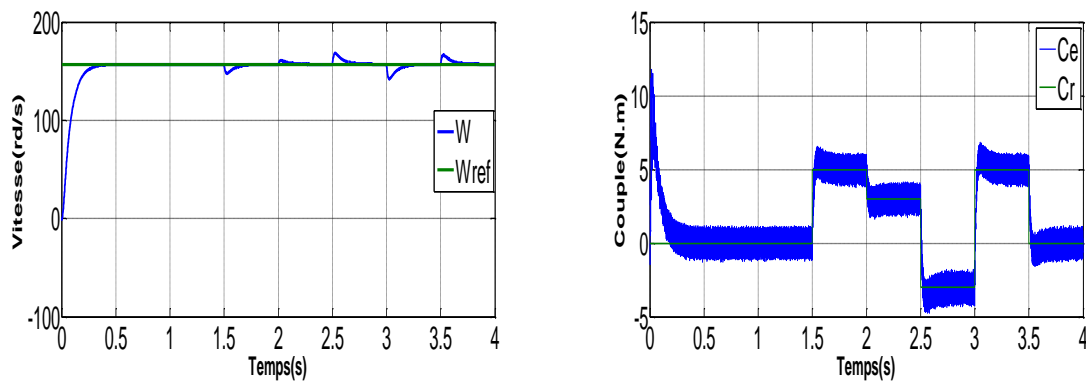
### III.6. RÉSULTATS DE SIMULATION :

Pour mettre en évidence les performances et la robustesse de la commande vectorielle par rapport la de vitesse de rotation, on a simulé le système pour les cas suivants :

- \* La variation de la charge
- \* Changement de consigne et inversion du sens de rotation
- \* Robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique.

#### III.6.1. Test de la variation de la charge :

La figure (III.9) montre les résultats de la simulation obtenue pour la variation de couple de charge de (5, 3,-5, 5,0N.m). On note que le système répond positivement au test de la variation de charge. Les variables du couple et du courant, répondent avec succès à ce type de test. Le couple électromagnétique suit parfaitement la consigne sans aucune erreur statique.



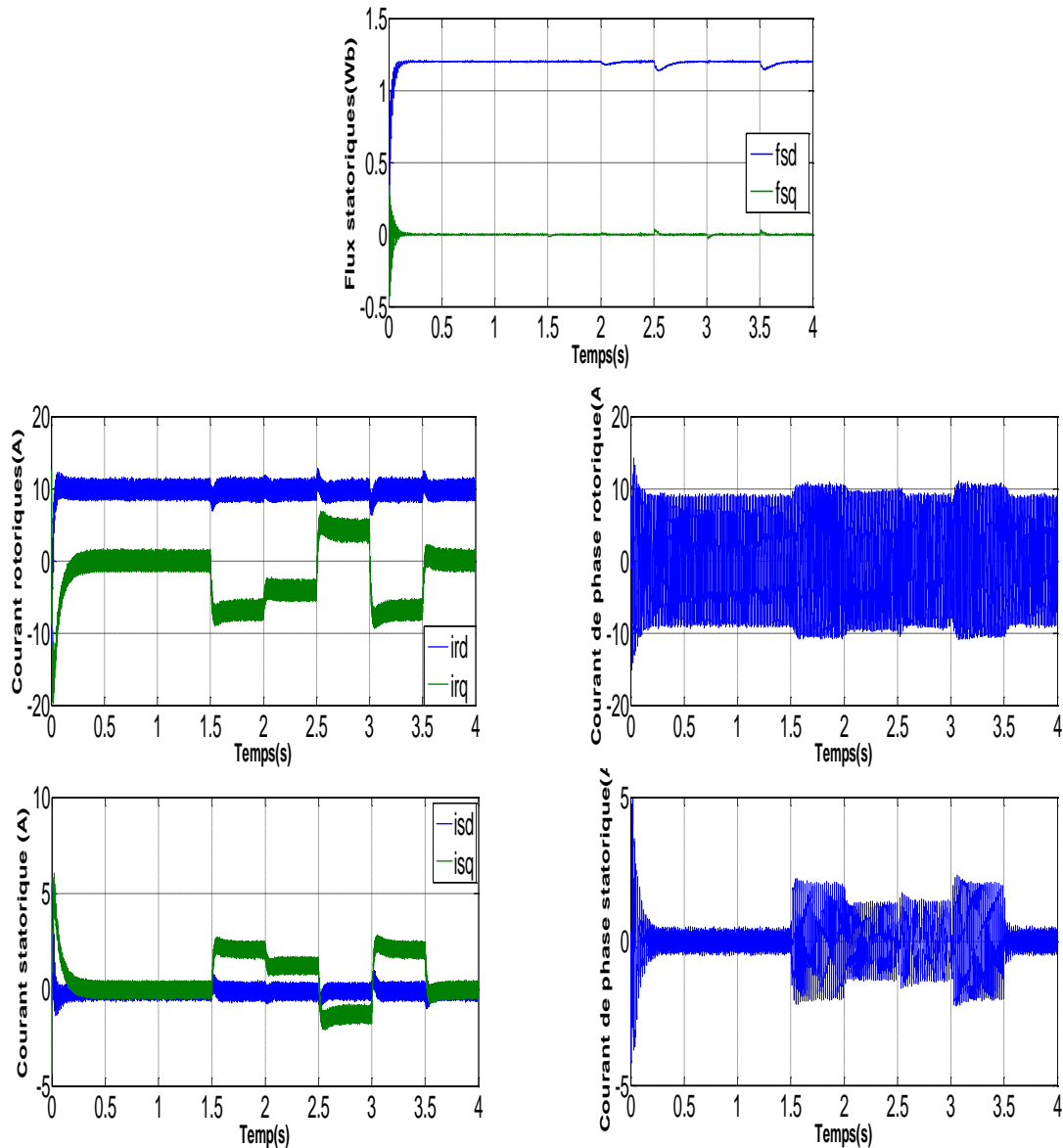


Figure III.9: Résultats de simulation vis-à-vis variations du couple de charge.

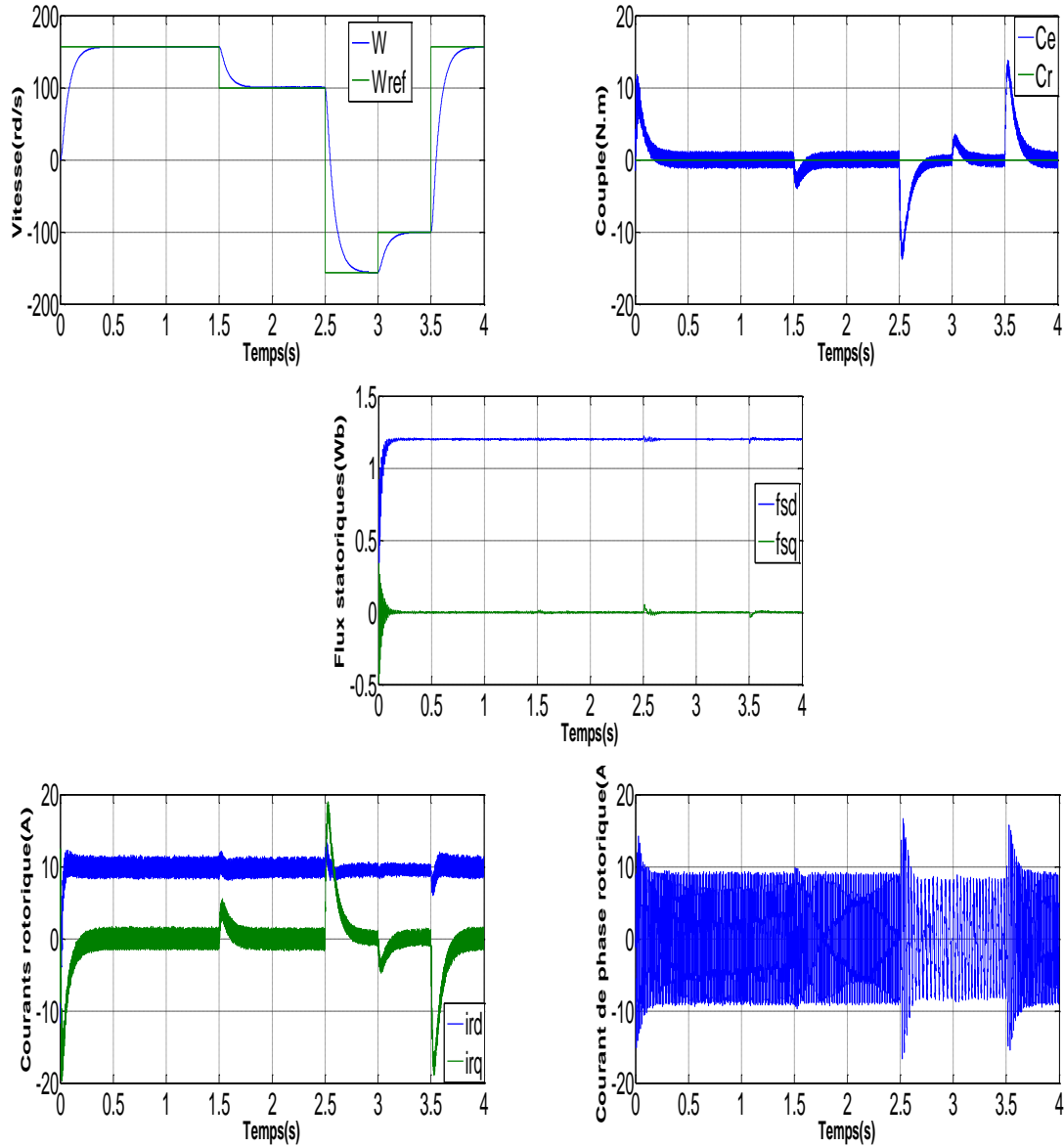
### III.6.2. Changement de consigne et inversion du sens de rotation :

Afin de tester la robustesse de la commande vectorielle vis-à-vis d'une variation importante de la référence de la vitesse, on a simulé le comportement dynamique de la MADA à flux statorique orienté au démarrage à vide pour une vitesse de référence  $\Omega_{ref}=157$  rd/s, suivi d'un changement de consigne de 157 rd/s à 100 rd/s à  $t=1.5$  s, puis une inversion du sens de rotation à  $-157$  rd/s à partir de  $t=2.5$  s. Ensuite, on a simulé le processus inverse entre 3.5 et 4 s. La figure (III.10) représente les résultats de simulation obtenus.

Nous pouvons constater que le changement de consigne et l'inversion du sens de rotation ne provoquent aucun dépassement au niveau de la réponse de vitesse. Ce changement

se fait rapidement, mais, il en résulte des oscillations et/ou des pics au niveau des autres réponses.

D'autre part, les composantes du flux statorique suivent leurs références et se stabilisent en régime permanent. Aussi, le découplage persiste toujours, ce qui montre la robustesse de ce réglage face à des larges variations de vitesse.



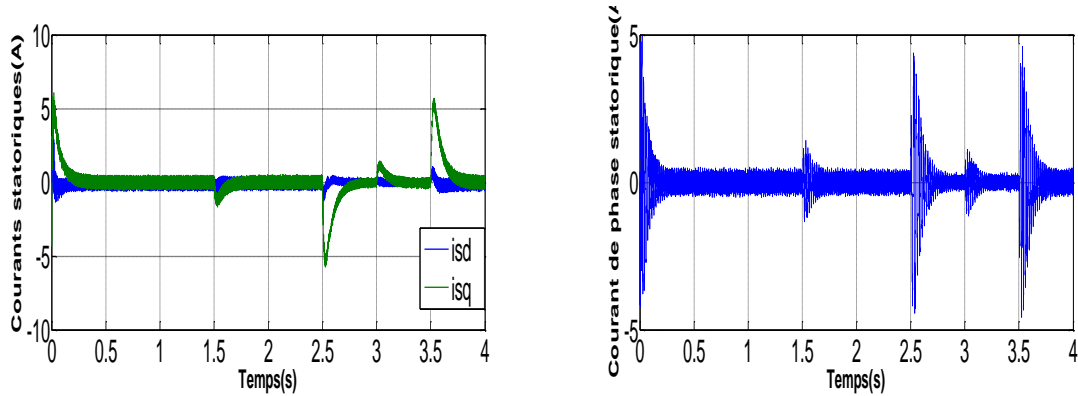


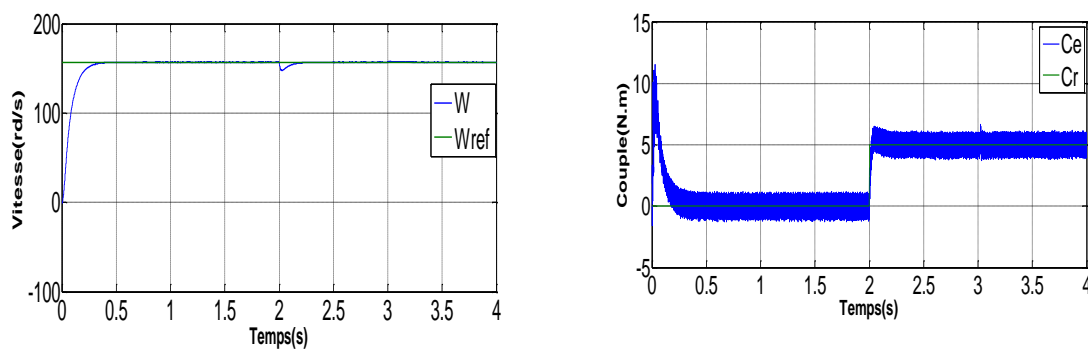
Figure III.10: Résultats de simulation de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par un PI classique pour différentes consignes de vitesse.

### III.6.3.Robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique :

L'essai de robustesse consiste à faire varier quelques paramètres clés de la machine afin de montrer la robustesse de la commande vectorielle face à ces variations au démarrage à vide de la MADA suivi de l'insertion d'un couple de charge de 5 N.m.

#### III.6.3.1.Robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance statorique :

Dans cet essai, on a fait varier la résistance statorique de 100% de sa valeur nominale. La figure (III.11) illustre les réponses dynamiques de la vitesse, le couple et les composantes du flux statorique. D'après ces résultats, on remarque les flux sont affectés par cette variation de résistance statorique, ce qui montre la sensibilité de la commande vectorielle par le régulateur PI classique face à ces variations.



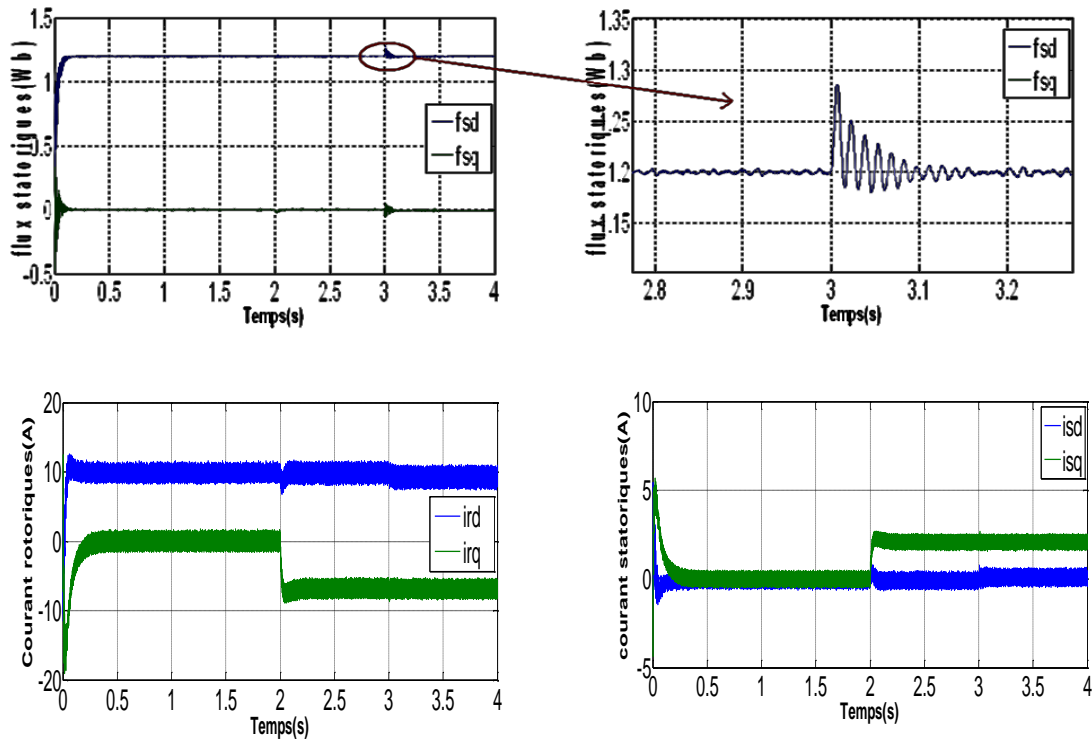


Figure III. 11: Influence de la variation de la résistance statorique  $R_s$

### III.7.CONCLUSION :

D'après ce chapitre nous pouvons dire que la commande vectorielle directe en tension par orientation du flux statorique permet de traiter la MADA de façon semblable à celle de la machine à courant continu ; ce qui permet d'obtenir une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable. Dans cette technique on a utilisé un correcteur proportionnel intégral PI. Les performances obtenues avec ce dernier sont satisfaisantes, cependant on remarque que la réponse de la vitesse en charge présente un rejet de perturbation et le couple présente des oscillations importantes qui peuvent nuire au fonctionnement du système ainsi que la sensibilité des flux lors de la variation de la résistance statorique. Pour résoudre ces problèmes, on se propose d'utiliser d'un système de commande avec la technique de la logique floue.

**III.8. RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES :**

- [1] R. Azaizia, «étude et commande d'une machine asynchrone a doublealimentation alimentée par un convertisseur multi niveaux »,Mémoire De magister en génie électrique, Université de Boumerdes,Algérie, 2008.
- [2] G. A. Capolino, H. Hénao et V. T. Nguyen Phuoc, "Methode de Conception d'une Commande Vectorielle pour Machine a Induction", SEE, Journeed'Etudes, Organisee par le Groupe Nord, le Club 13, Lille, France, Décembre 1992.
- [3] G. Grellet et G. Clerc, "Actionneurs Electriques : Principes, Modèles,Commande", Deuxième Tirage, Editions Eyrolles, Paris, France, 1997.
- [4] P-E. Vidal, « Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à doublealimentation », Thèse de doctorat en Génie Electrique, Institut NationalPolytechnique de Toulouse, France, 2004.
- [5] DJ. Khodja, « commande des convertisseurs électromécaniques »,Polycopie De Cours, Master1 ,ISE ,Université de M'sila , Algérie, 2012

**CHAPITRE IV:  
Commande Vectorielle De La Machine Asynchrone  
A Double Alimentation A Base D'un Régulateur  
Flou**

## **CHAPITRE IV: Commande Vectorielle De La Machine Asynchrone A Double Alimentation A Base D'un Régulateur Flou**

### **IV.1.INTRODUCTION :**

La logique floue ou plus généralement le traitement des incertitudes, est l'une des classes de l'intelligence artificielle. Elle a pour objet l'étude et la représentation des connaissances imprécises et le raisonnement approché [1]. Elle est complémentaire et utilisée particulièrement lorsqu'on ne dispose pas de modèle mathématiques précis du processus à commander, ou lorsque ce dernier présente de forts non linéarité ou imprécision. Les premières applications de la logique floue au niveau des systèmes de réglage ne parurent que dès 1975. Ce sont les Japonais qui commencent à utiliser dans des produits industriels pour résoudre les problèmes de réglages et récemment cette technique de commande est incluse en Europe, une intense activité de recherche a été introduite afin d'exploiter ce principe de réglage [2].

Les performances de ce réglage seront montrées par des résultats de simulation, et les tests de robustesse seront aussi effectués.

### **IV.2.HISTORIQUE DE LA LOGIQUE FLOUE :**

La logique floue a été introduite en 1965 par L. A. Zadeh de l'université de Californie de Berkeley. Ses principes ont été appliqués en 1974 par E. H. Mamdani à la construction d'un premier contrôleur flou. Les recherches effectuées sur la logique floue permettent de résoudre les problèmes d'identification, de commande des systèmes linéaires et non linéaires [3]. En 1978, c'est la société danoise F.L. Smidth-Fuller qui réalise le contrôle d'un four à ciment : c'est la première véritable application industrielle de la logique floue ; Puis en 1983, c'est un épurateur d'eau à commander par logique floue qui est mis au point avec succès. A partir de 1985, la logique floue est introduite par le chercheur M. Suegno au Japon. Ce type de commande fut alors l'objet des premières réalisations remarquables développées à la fin des années 80 et au début des années 90 telles que le métro Sendai (1987) et le lave-linge Aïsaïgo Pay Fuzzy de Matsushita (1990) [2].

### IV.3 DOMAINE D'APPLICATION :

Les systèmes flous ont été utilisés dans une large variété d'applications industrielles, gestionnaires et médicales. Parmi ses applications on peut citer [1], [2]:

- Systèmes audio-visuels (appareils de photos autofocus, caméscope à stabilisateur d'images, photocopieurs, ...);
- Appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs, autocuiseurs, ...etc.);
- Systèmes autonomes mobiles;
- Systèmes de transport (train, métro, ascenseur, ...);
- Systèmes de contrôle/commande dans la plupart des domaines industriels de production, transformation, traitement de produit et déchet
- Systèmes d'autoroute automatisés : direction automatique, freinage et contrôle de la manette des gaz pour les véhicules;
- Robotique : Contrôle de la place et organisation de chemin.

### IV.4 PRINCIPE DE LA LOGIQUE FLOUE :

Dans la théorie des ensembles conventionnels, un élément appartient ou n'appartient pas à un ensemble, donc le « degré d'appartenance » d'un élément à un ensemble ne peut être que nul ou égal à l'unité. Par contre dans la théorie des ensembles flous, un élément peut plus ou moins appartenir à un ensemble, le degré d'appartenance d'un élément à un ensemble flou peut prendre n'importe quelle valeur comprise dans l'intervalle  $[0,1]$ . Ce qui différencie les deux théories provient des limites des ensembles définis. Dans la théorie classique les contours des ensembles sont « nets », tandis que pour les ensembles flous les contours sont « graduels », ou encore flous comme l'illustre cette figure (IV.1)

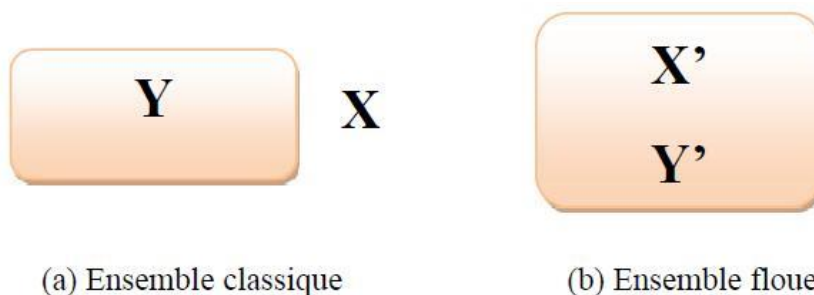


Figure IV.1: Comparaison d'un ensemble classique et d'un ensemble flou.

D'où :

X : n'appartient pas à « a » ;

X' : appartient partiellement à « b ».

Y : appartient totalement à « a ».

Y' : appartient partiellement à « b ».

## **IV.5 ÉLÉMENTS DE BASE DE LA LOGIQUE FLOUE :**

Dans cette partie, on va exposer d'une façon non exhaustive les éléments de base de la logique floue.

### **IV.5.1 Variables linguistiques :**

Le concept des variables linguistiques joue un rôle important dans le domaine de la logique floue. Une variable linguistique comme son nom le suggère, est une variable définie à base de mots ou des phrases au lieu des nombres. En effet, la description d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'un procédé contient en général des expressions floues comme "quelque, beaucoup, souvent, chaud, froid, rapide, lent, grand, petit ...etc." [1]. Ce genre d'expressions forme ce qu'on appelle des variables linguistiques de la logique floue. Une "variable linguistique" en logique floue est définie par son domaine de variation, souvent appelé univers de discours qui peut être divisé en plusieurs sous-ensembles au moyen de fonctions d'appartenance. En d'autres termes, l'univers de discours couvre l'ensemble des valeurs prises par une variable donnée [4].

### **IV.5.2 Ensembles floue :**

Dans la théorie classique des ensembles, c'est la fonction caractéristique qui définit l'ensemble. Cette fonction ne prend que les deux valeurs discrètes 0 (l'élément n'appartient pas ...) ou 1 (l'élément appartient à l'ensemble). Par contre l'élément de base de la logique floue est l'ensemble flou ; défini par une fonction d'appartenance qui peut prendre toutes les valeurs réelles comprises entre 0 et 1 et qui joue un rôle fondamental pour le passage du qualitatif au quantitatif. Le concept de ce dernier a pour but d'éviter le passage brusque d'une classe à une autre et de permettre des graduations dans l'appartenance d'un élément à une classe ; c'est-à-dire d'autoriser un élément à appartenir plus ou moins fortement à une classe [1].

### IV.5.3 Fonctions d'appartenance :

Afin de pouvoir traiter numériquement les variables linguistiques, il faut les soumettre à une définition mathématique à base de fonctions d'appartenance qui montrent le degré de vérification de ces variables aux différents sous-ensembles. Les fonctions d'appartenance peuvent avoir différentes formes, comme il est montré sur la figure (IV.2) [1]:

- Monotones (croissantes ou décroissantes);
- Triangulaires ;
- Trapézoïdales;
- En forme de cloche (Gaussiennes) ;

Généralement, les plus souvent utilisées sont les fonctions de forme trapézoïdale ou triangulaire.

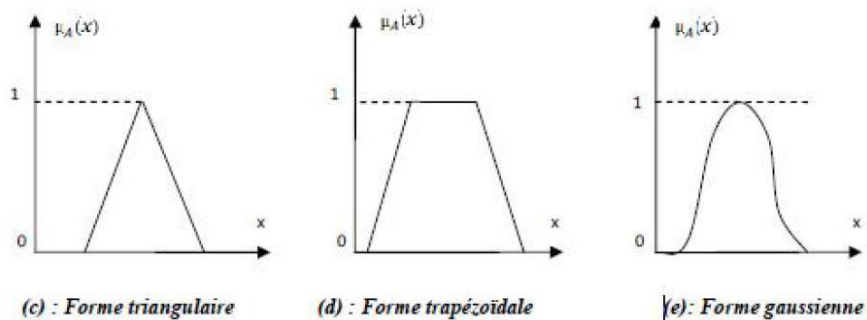
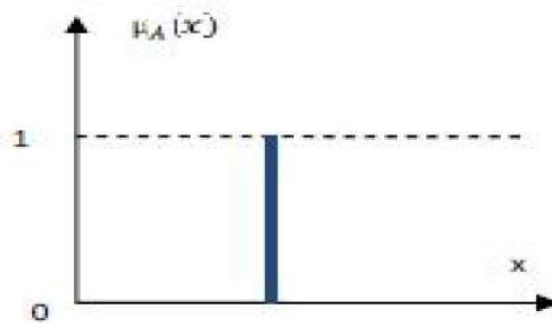


Figure IV.2: Différentes formes des fonctions d'appartenance.

Pour certaines situations, les fonctions d'appartenance sont égales à l'unité pour une seule valeur de la variable et égale à 0 pour les autres comme le montre la figure (IV 3). Elles prennent alors le nom de « *fonction d'appartenance singleton* ». Elle correspond dans le domaine flou à une valeur particulière de cette variable [2].



#### IV.5.4 Operateurs de la logique floue :

Une fois les ensembles flous définis, des opérations mathématiques concernant ce type d'ensembles ont été développées. Les opérateurs mathématiques élaborés ressemblent beaucoup à ceux reliés à la théorie des ensembles conventionnels [5]. Les opérateurs de l'intersection, l'union, la complémentation et l'implication sont traduites, Par les opérations « *ET*, *OU*, *NON* et *ALORS* » respectivement .soit *A* et *B* deux ensembles flous, dont les fonctions d'appartenance sont,  $\mu_A, \mu_B$  respectivement, le tableau suivant résume quelques fonctions utilisées pour réaliser les différentes opérations.

D'autre part, l'implication floue se construit à partir des propositions floues élémentaires. Pour cette opération, il existe encore plusieurs méthodes. Les plus souvent utilisées sont données par le tableau suivant [6].

Tableau IV.1: Implication floue.

Appellation	Implication floue
Zadeh	$\text{Max} \{ \min ((\mu_A(x), \mu_B(y)), 1-\mu_A(x)) \}$
Mamdani	$\text{Min} (\mu_A(x), \mu_B(y))$
Reichenbach	$1-(\mu_A(x)+\mu_A(y).\mu_B(y))$
Willmott	$\text{Max} \{ 1-\mu_A(x), \min (\mu_A(x), \mu_B(y)) \}$
Diènes	$\text{Max} (1-\mu_A(x), \mu_B(y))$
Brown gold1	$1 \quad \text{Si } \mu_A(x) \leq \mu_B(y)$ $\mu_B(y) \quad \text{sinon}$
Lukasiewicz	$\text{Min} (1, 1- \mu_A(x)+\mu_B(y))$
Larsen	$(\mu_A(x), \mu_B(y))$

#### IV. 5.5 Règles floues :

La règle floue est une relation exprimée à l'aide d'une implication entre deux propositions flous .par exemple, considérons deux variables linguistiques ( $V_1, U, Tv_1$ ) ( $V_2, U, Tv_2$ ) et les deux propositions suivantes 'V1 et A', 'V2 est B', ou A et B sont deux ensembles flous de V1 et V2. On peut définir la règle floue par l'expression, si V1 est A Alors V2 est B.

- la proposition ‘  $V1$  est  $A$  ‘ est la condition de l’implication.
- la proposition ‘  $V2$  est  $B$  ‘ est la condition de l’implication.

Généralement, plusieurs règles floues sont nécessaires pour prendre une décision face à une situation donnée. On s’intéresse au cas de plusieurs règles floues dans le domaine de la commande et la régulation. Les règles floues peuvent être décrites de plusieurs façons :

- **Linguistiquement** : dans ce cas, on exprime les règles de façon explicite comme dans l’exemple suivant : "Si l’accélération est faible et la vitesse est faible Alors faire appel à un grand couple".
- **Symboliquement** : il s’agit, dans ce cas, d’une description linguistique où l’on remplace la désignation des ensembles flous par des symboles tels que PG, PP, NP....etc. Désignant (positif Grand, positif petit, Négatif Petit,..., etc.)
- **Par matrice d’inférence** : dans ce cas, on rassemble toutes les règles qui sont désignées symboliquement dans un tableau appelé "Matrice d’inférence". Les entrées du tableau représentent les degrés d’appartenance des variables linguistiques des entrées aux différents ensembles flous. Et l’intersection d’une colonne et d’une ligne donne l’ensemble flou de sortie défini par la règle.

## IV.6 COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE :

La commande floue est certainement le domaine d'application de la logique floue le plus utilisé. Son but est, comme en automatique classique de gérer un processus selon une consigne désirée, par action sur des grandeurs physiques. Sa particularité est de reproduire le comportement d'un opérateur humain, plutôt que de réaliser un modèle mathématique du système [7].

### IV.6.1 Régulateur floue:

Par opposition à un régulateur classique, Le régulateur flou ne traite pas une relation mathématique bien définie (algorithme de réglage), mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basent sur des variables linguistiques [3], [8], La majorité des régulateurs flous développés utilisent le schéma simple proposé par E.Mamdani. Ce schéma est illustré par la figure (IV.4). Donc un régulateur flou est constitué principalement de 4 blocs:

- Fuzzification;
- Base de règles;
- Inférence;

- Défuzzification;

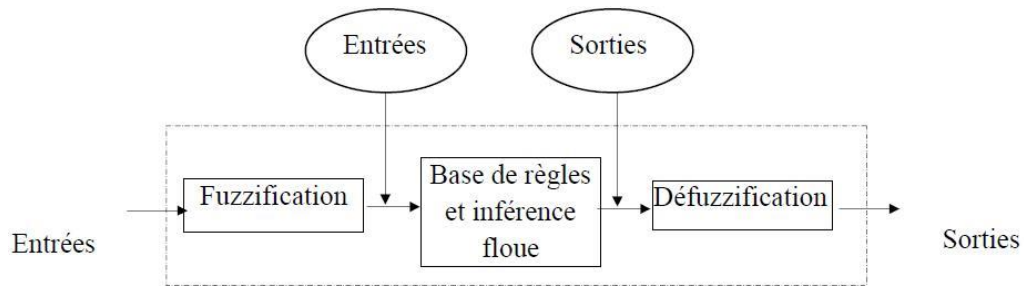


Figure IV. 4: Schéma synoptique d'un contrôleur flou

#### **IV.6.1.1 Interface de fuzzification :**

La fuzzification est l'opération de projection des variables physiques réelles sur des ensembles flous caractérisant les valeurs linguistiques prises par ces variables [9]. Le bloc de fuzzification effectue les fonctions suivantes :

- Définition des fonctions d'appartenance de toutes les variables d'entrées ;
- Transformation des grandeurs physiques (réelles ou numériques) à des grandeurs linguistiques ou floues ;
- Représentation d'échelle transférant la plage des variables d'entrées aux univers de discours correspondants ;

Pour les fonctions d'appartenance, on utilise généralement les formes triangulaires et trapézoïdales.

#### **IV.6.1.2 Base de règles :**

La base de connaissance comprend une connaissance du domaine d'application et les buts du contrôle prévu. Elle est composée :

- D'une base de données fournissant les informations nécessaires pour les fonctions de normalisation.
- La base de règle constitue un ensemble d'expressions linguistiques structurées autour d'une connaissance d'expert, et représentée sous forme de règles: Si (Condition) Alors (Conséquence).

#### **IV.6.1.3 Mécanisme d'inférence floue :**

Le principe de cette opération consiste à établir la liaison entre les grandeurs d'entrée du régulateur exprimées par des termes linguistiques et la variable de sortie sous sa forme

linguistique à partir d'une parfaite connaissance du système à régler et d'une expertise concernant le fonctionnement du processus à régler.

Les trois méthodes d'inférence les plus usuelles sont :

- Max-Produit ;
- Somme-produit ;
- Max-Min (Implication de Mamdani).

Si on suppose que les entrées du régulateur sont  $(x_1, x_2)$  et sa sortie est  $x_r$ , alors l'action de chaque règle est donnée par [10] :

$$\mu_{Ri}(x_r) = \mu(x_1)\mu(x_2)\mu_{oi}(x_r) \quad (IV.1)$$

$$\mu_{Ri}(x_r) = \mu_{ci}(x_r)\mu_{oi}(x_r) \quad (IV.2)$$

Où :

$\mu(x_1)$ ,  $\mu(x_2)$  : Sont les facteurs d'appartenance des deux variables linguistiques  $x_1$  et  $x_2$  par rapport à la condition de la règle  $R_i$ .

$\mu_{ci}$  : Est le facteur d'appartenance de la condition.

$\mu_{ci}(x_r)$  : Est la fonction d'appartenance de la décision correspondante à la  $i^{\text{ème}}$  règle  $R_i$ .

La fonction d'appartenance résultante est donnée par [10]:

$$\mu_{res}(x_r) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m (\mu_{Ri}(x_r)) \quad (IV.3)$$

$m$ : Est le nombre des règles intervenant dans l'inférence.

#### IV.6.1.4 Interface de défuzzification :

Enfin, le dernier module, l'interface de défuzzification, va permettre de transformer les degrés d'appartenance des sous-ensembles flous de commande en grandeur numérique. C'est la transformation inverse du module de fuzzification. Plusieurs stratégies de défuzzification ont été développées. Les plus utilisées sont [10], [11], [12]:

##### a) Méthode du maximum :

Comme son nom l'indique, la commande en sortie est égale à la commande ayant la fonction d'appartenance maximale.

La méthode du maximum simple, rapide et facile mais elle introduit des ambiguïtés et une discontinuité de la sortie (parfois on trouve deux valeurs maximales).

##### b) Méthode de la moyenne des maxima :

Elle considère, comme valeur de sortie, la moyenne de toutes les valeurs pour lesquelles la fonction d'appartenance issue de l'inférence est maximale.

**c) Méthode du centre de gravité :**

Cette méthode génère une commande égale à l'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante issue de l'inférence floue. Cette abscisse de centre de gravité peut être déterminée à l'aide de la relation générale suivante [13]:

$$x_{GR} = \frac{\int x_r \mu_{res}(x_r) dx_r}{\int \mu_{res}(x_r) dx_r} \quad (IV.4)$$

L'intégrale du numérateur donne le moment de la surface, tandis que l'intégrale du Dénominateur donne la surface de la fonction d'appartenance  $\mu_{res}$ . Cette méthode est la plus utilisée dans les systèmes de commande floue, (car elle tient compte de toutes les règles et ne présente pas une confusion de prise de décision), malgré sa complexité, puisqu'elle demande des calculs importants.

**IV.7.AVANTAGES ET INCONVÉNIENTS DE LA COMMANDE PAR LA LOGIQUE FLOUE :**

La commande par logique floue réunit un certain nombre d'avantages et de désavantages. Les avantages essentiels sont [14] :

- La non nécessité d'une modélisation mathématique rigoureuse du processus ;
- La possibilité d'implanter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur de processus ;
- La maîtrise du procédé avec un comportement complexe (fortement non-linéaire et difficile à modéliser) ;
- La réduction du temps de développement et de maintenance ;
- La simplicité de définition et de conception.

Par contre, les inconvénients sont [14] :

- Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification) ;

**IV.8.COMMANDE FLOUE DE LA VITESSE D'UNE MADA A FLUX STATORIQUE ORIENTÉ :**

Cette partie est consacrée à l'application de la logique floue à la commande de vitesse d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux statorique orienté. A noter que toutes les notions - La cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'inférence présentées dans le deuxième chapitre ont été conservées.

#### IV.8.1 Structure de base d'un contrôleur flou de vitesse :

Généralement, la conception d'un régulateur flou pour la commande des entraînements électriques exige les choix des paramètres suivants [15]:

- Choix des variables linguistiques ;
- Choix des fonctions d'appartenance ;
- Choix de la méthode d'inférence ;
- Choix de la stratégie de défuzzification.

Pour les systèmes mono variables simples, les entrées du contrôleur flou sont généralement l'erreur (la différence entre la consigne et la sortie du processus) et sa variation (traduction de la dynamique de système). Et la majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani, comme le montre la figure suivante [16,9]:

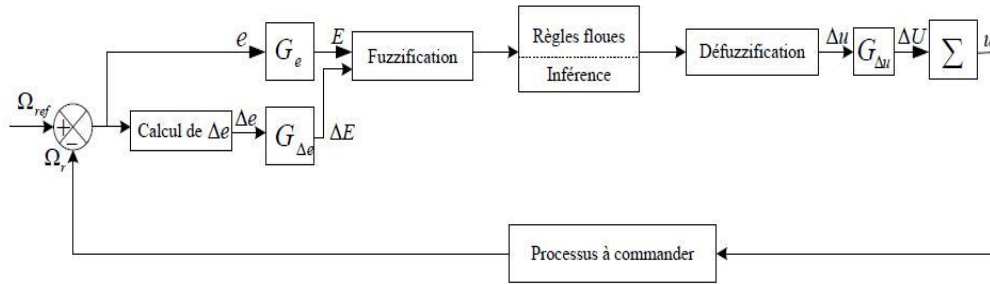


Figure IV. 5: Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse.

Les deux entrées du contrôleur flou sont l'erreur de vitesse et sa variation.

-L'erreur de vitesse notée  $e$  est définie par :

$$e = \Omega_{ref} - \Omega(t) \quad (IV.5)$$

-La variation de l'erreur de vitesse notée  $\Delta e$  est définie par :

$$\Delta e = \frac{e(t+1) - e(t)}{\Delta T} \quad (IV.6)$$

La sortie du régulateur correspond à la variation de la commande ou du couple électromagnétique notée  $\Delta C_{nem}$ .

Les trois grandeurs,  $e$ ,  $\Delta e$  et  $\Delta C_{nem}$  sont normalisées comme suit :

$$E = G_e e \quad (IV.7)$$

$$\Delta E = G_{\Delta e} \Delta e \quad (IV.8)$$

$$\Delta C_{em} = G_{\Delta u} \Delta C_{nem} \quad (IV.9)$$

Où  $G_e$ ,  $G_{\Delta e}$  et  $G_{\Delta u}$  sont des facteurs d'échelle ou de normalisation, et jouent un rôle déterminant sur les performances statiques et dynamiques de la commande.

Le régulateur flou représenté par la figure (IV.5) est composé de:

- Un bloc de calcul de la variation de l'erreur de vitesse  $\Delta e$  au cours de temps ;
- Des facteurs d'échelle associés à l'erreur et sa variation et la grandeur de commande ;
- Un bloc de fuzzification ;
- Des règles floues ;
- Un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande en valeur numérique ;
- Un bloc sommateur qui calcule la valeur intégrale de la commande.

#### IV.8.1.1 Fuzzification :

Cette étape s'occupe de la transformation des valeurs numériques aux entrées en valeurs floues ou variables linguistiques. Les variables d'entrées qui sont l'erreur de vitesse et sa variation sont soumises à une opération de fuzzification et par conséquent converties à des ensembles flous. L'univers de discours normalisé de chaque variable du régulateur (l'erreur, sa variation et la variation de la commande) est subdivisé en cinq ensembles flous. Ceux-ci sont caractérisés par les désignations standards suivantes :

- Négatif grand noté **NG** ;
- Négatif petit noté **NP** ;
- Environ de zéro noté **EZ** ;
- Positif petit noté **PP** ;
- Positif grand noté **PG** ;

Pour les fonctions d'appartenance, on a choisi pour chaque variable les formes triangulaires et trapézoïdales comme le montre la figure suivante :

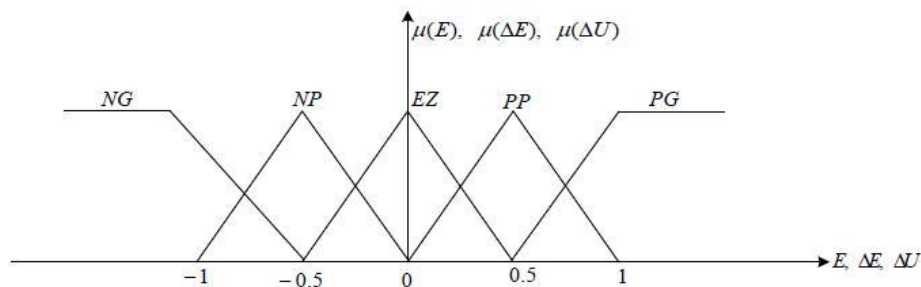


Figure IV. 6: Fonctions d'appartenance des différentes variables du régulateur flou.

#### IV.8.1.2 Base des règles :

La base des règles représente la stratégie de commande et le but désiré par le biais des règles de commande linguistiques [5]. Elle permet de déterminer la décision ou l'action à la sortie du contrôleur flou et exprimer qualitativement la relation qui existe entre les variables d'entrées et la variable de sortie. A partir de l'étude du comportement du système, nous

pouvons établir les règles de commande, qui relie la sortie avec les entrées. Comme nous l'avons mentionné, chacune des deux entrées linguistiques du contrôleur flou possède cinq ensembles flous, ce qui donne un ensemble de vingt-cinq règles. Celles-ci peuvent être représentées par la matrice d'inférence suivante :

Tableau IV.2: Matrice d'inférence des règles flous.

$\Delta E \backslash E$	<i>NG</i>	<i>NP</i>	<i>EZ</i>	<i>PP</i>	<i>PG</i>
<i>NG</i>	<i>NG</i>	<i>NG</i>	<i>NP</i>	<i>NP</i>	<i>EZ</i>
<i>NP</i>	<i>NG</i>	<i>NP</i>	<i>NP</i>	<i>EZ</i>	<i>PP</i>
<i>EZ</i>	<i>NP</i>	<i>NP</i>	<i>EZ</i>	<i>PP</i>	<i>PP</i>
<i>PP</i>	<i>NP</i>	<i>EZ</i>	<i>PP</i>	<i>PP</i>	<i>PG</i>
<i>PG</i>	<i>EZ</i>	<i>PP</i>	<i>PP</i>	<i>PG</i>	<i>PG</i>

Règle 25 : Si *E* est *PG* et  $\Delta E$  est *PG* Alors  $\Delta U$  est *PG*

La logique de détermination de cette matrice des règles est basée sur une connaissance globale ou qualitative du fonctionnement du système. A titre d'exemple, prenons les deux règles suivantes :

Si *E* est *PG* et  $\Delta E$  est *PG* Alors  $\Delta C_{nem}$  est *PG*.

Si *E* est *EZ* et  $\Delta E$  est *EZ* Alors  $\Delta C_{nem}$  est *EZ*.

Elles indiquent que si la vitesse est trop petite par rapport à sa référence (*E* est *PG*), ( $\Delta E$  est *PG*) alors il faut un appel de couple grand ( $\Delta C_{nem}$  est *PG*) pour ramener la vitesse à sa référence. Et si la vitesse atteint sa référence et s'établit (*E* est *EZ* et  $\Delta E$  est *EZ*) alors grader le même couple ( $\Delta C_{nem}$  est *EZ*).

### IV.8.1.3 Mécanisme d'inférence :

A partir de la base des règles et les sous-ensembles flous correspondant à la fuzzification, le mécanisme d'inférence flou permet la détermination des variables flous de sortie. En effet, la traduction des opérateurs "Et", "Ou" et "Alors" par des fonctions et la combinaison de ces différentes fonctions donnent la sortie floue du régulateur.

Comme on l'a mentionné précédemment, plusieurs méthodes d'inférence ont été élaborées pour réaliser les opérateurs flous. Dans notre travail, on a adopté la méthode d'inférence

‘‘Somme-produit’’ .Dans cette méthode l’opérateur ‘‘Et’’ est représenté par la fonction Produit, l’opérateur ‘‘Ou’’ par la fonction Somme ou Moyenne et pour la conclusion, l’opérateur ‘‘ Alors’’ est représenté par la fonction Produit.

#### **IV.8.1.4 Défuzzification :**

Lorsque la sortie floue est calculée, il faut la transformer en une valeur numérique. Il existe plusieurs méthodes pour réaliser cette transformation. La plus utilisée est la méthode du centre de gravité, qu’on a adoptée dans notre travail. L’abscisse du centre de gravité correspondant à la sortie du régulateur est donnée par la relation suivante :

$$x_{GR} = \frac{\int x_r \mu_{res}(x_r) dx_r}{\int \mu_{res}(x_r) dx_r} \quad (IV.10)$$

Cette expression prend la forme discrète suivante dans le cas de la méthode d’inférence Somme-Produit :

$$\Delta C_{nem} = \frac{\sum_{i=1}^{25} \mu_{ci} x_{Gi} S_i}{\sum_{i=1}^{25} \mu_{ci} S_i} \quad (IV.11)$$

Où :

$s_i$ : est la surface de l’ensemble flou de la commande  $\Delta C_{nem}$  correspondant à la  $i^{ème}$  règle et  $x_{Gi}$  est l’abscisse de son centre de gravité.

#### **IV.8.2. Loi de commande pour un contrôleur PI-flou de vitesse :**

Cette loi est fonction de l’erreur de vitesse de rotation ( $e$ ) et de sa dérivée ( $\Delta e$ ) telle que  $C_{réf} = f(e, de)$  , par conséquent, l’activation de l’ensemble des règles de décisions associées donne la variation de la commande ( $\Delta C_{nem}$ ) nécessaire ; permettant ainsi l’ajustement d’une telle commande .Dans les cas simples, cette variation de la commande est obtenue par une simple lecture d’une table de décision définie hors ligne.

La forme la plus générale de cette loi de commande est :

$$C_{réf}(t) = C_{réf}(t - 1) + G_{\Delta u} \Delta C_{nem}(t) \quad (IV.12)$$

Avec:

$C_{réf}$  : Couple électromagnétique de référence.

#### **IV.8.3 Réglage de vitesse de la MADA par un contrôleur flou :**

Les performances du régulateur flou présenté précédemment sont étudiées et évaluées à travers une application sur la machine asynchrone à double alimentation pour commander sa vitesse. Le schéma bloc de cette simulation est représenté par la figure (IV.7). Ce schéma est

similaire à celui de la figure (III.4) du troisième chapitre, sauf que le régulateur PI classique est remplacé par un régulateur flou.

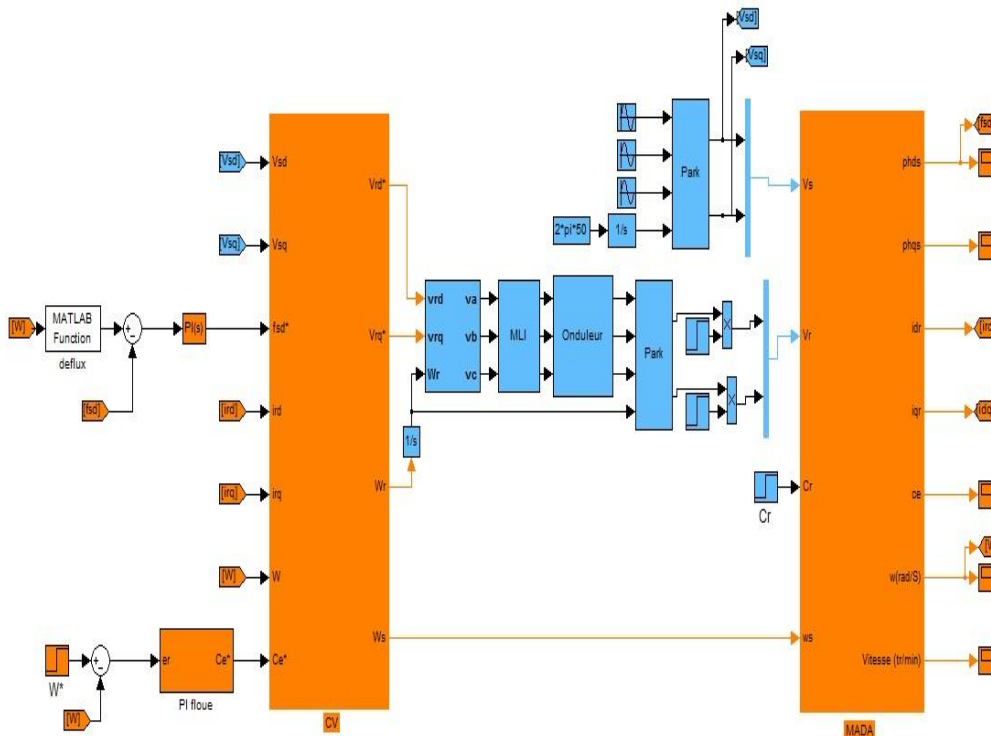


Figure IV.7: Structure globale d'un réglage flou de la vitesse d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux statorique orienté

## IV.9. RÉSULTATS DE SIMULATION :

Pour mettre en évidence les performances et la robustesse de la commande vectorielle à base d'un régulateur flou, on a simulé le système pour les cas suivants :

- \* La variation de la charge
- \* Changement de consigne et inversion du sens de rotation
- \* Robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique.

### IV.9.1. Test de la variation de la charge :

La figure (IV.8) montre les résultats de simulation obtenus pour la variation de couple de charge de (5, 3,-5, 5,0N.m). D'après ces résultats de simulation, on remarque principalement que la vitesse reste insensible à la variation de la charge ce qui montre bien la robustesse plus du régulateur flou face à cette perturbation comparativement au régulateur PI classique.

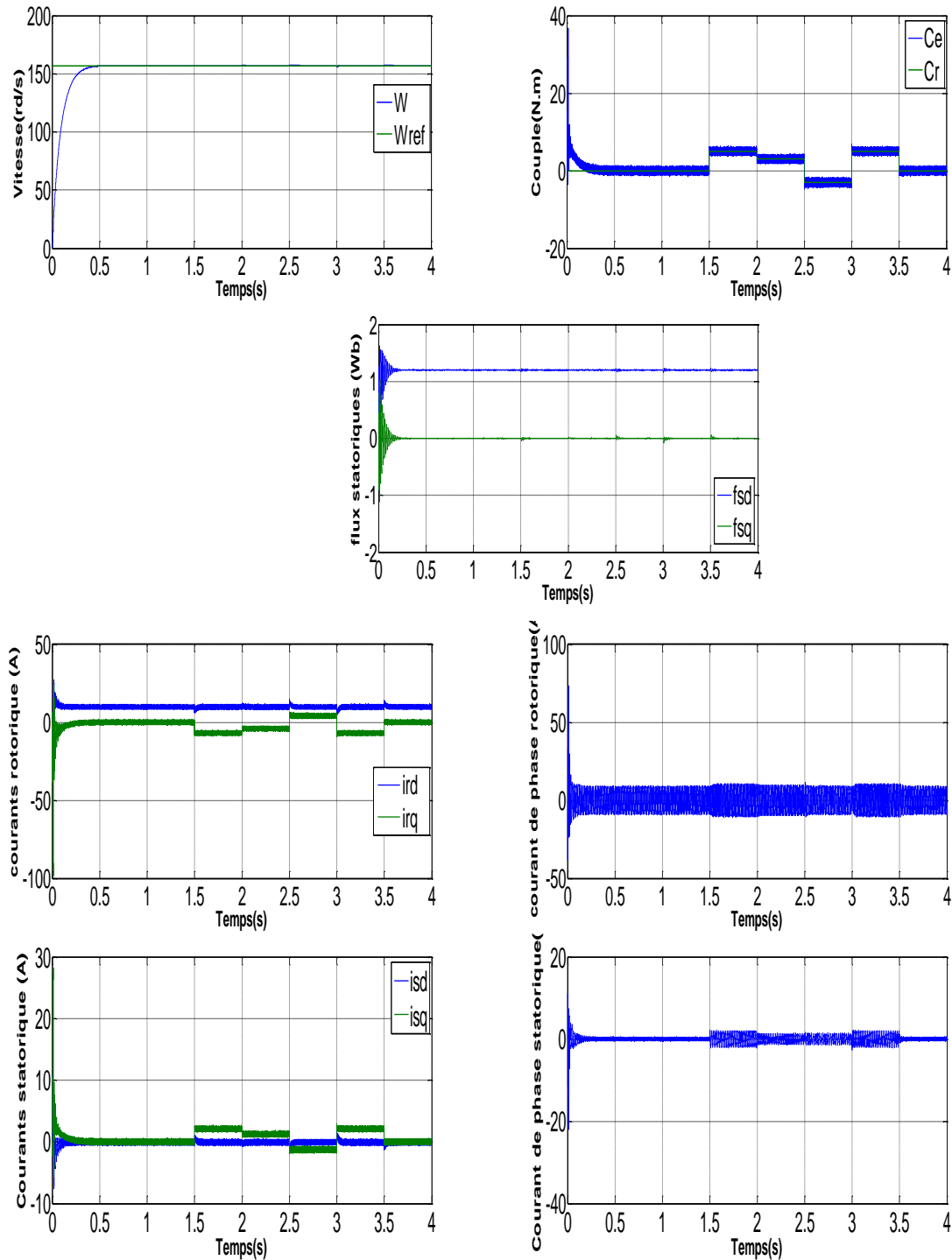


Figure IV.8: Test de variation de charge

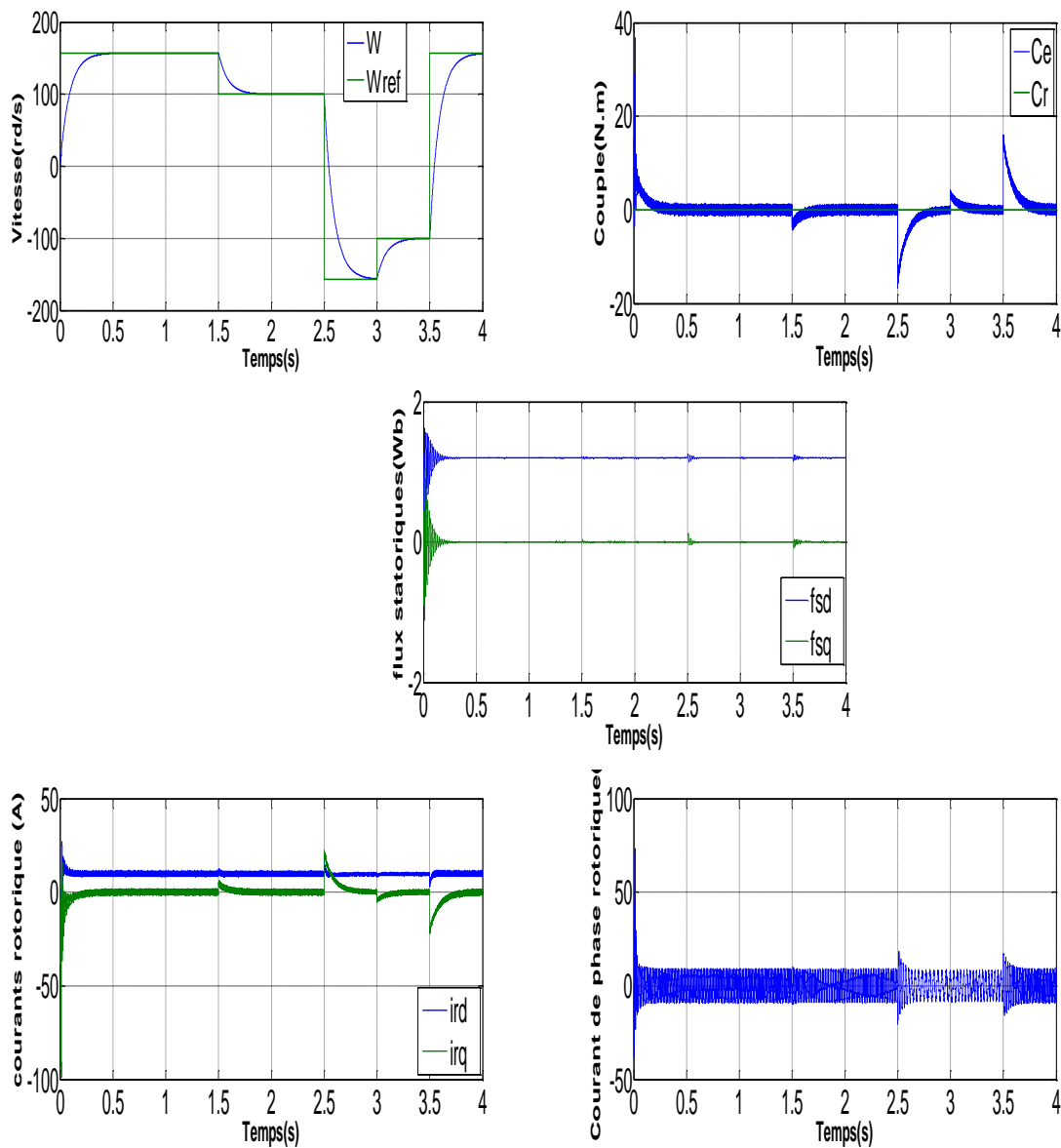
#### IV.9.2. Changement de consigne et inversion du sens de rotation :

Afin de tester la robustesse de la commande vectorielle vis-à-vis d'une variation importante de la référence de la vitesse, on a simulé le comportement dynamique de la MADA à flux statorique orienté au démarrage à vide pour une vitesse de référence  $\Omega_{ref}=157$  rd/s, suivi d'un changement de consigne de 157 rd/s à 100 rd/s à  $t=1.5$  s, puis une

inversion du sens de rotation à  $-157$  rd/s à partir de  $t=2.5$  s. Ensuite, on a simulé le processus inverse entre 3.5 et 4 s. La figure (IV.9) représente les résultats de simulation obtenus.

Vu les résultats obtenus, on note que la vitesse suit sa consigne rapidement comparativement au PI classique et l'inversion du sens de rotation se fait sans dépassement. D'autre part, le couple électromagnétique marque des pics pendant le changement de consigne et l'inversion du sens de rotation. Ces pics sont presque égaux à ceux marqués dans le cas du PI classique.

Ainsi, on peut constater l'amélioration des différentes réponses dynamiques de la machine et l'efficacité du contrôleur flou.



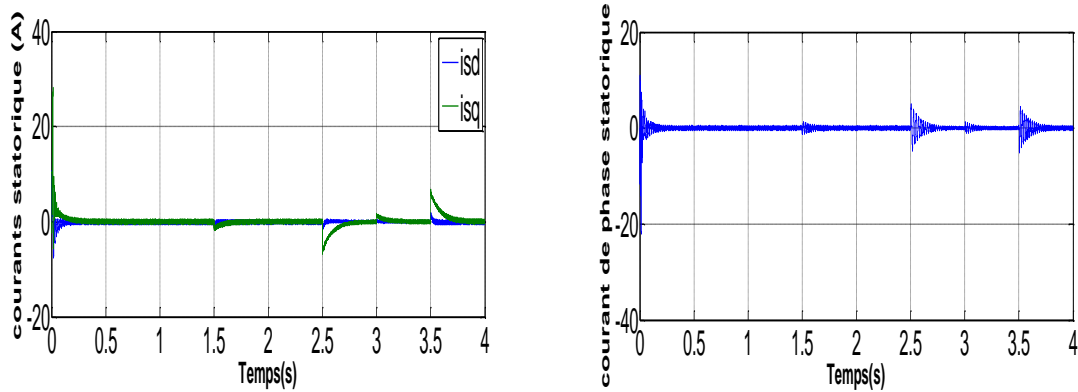


Figure IV.9: Résultats de simulation de la MADA à flux statorique orienté munie d'un réglage de vitesse par un PI classique pour différentes consignes de vitesse.

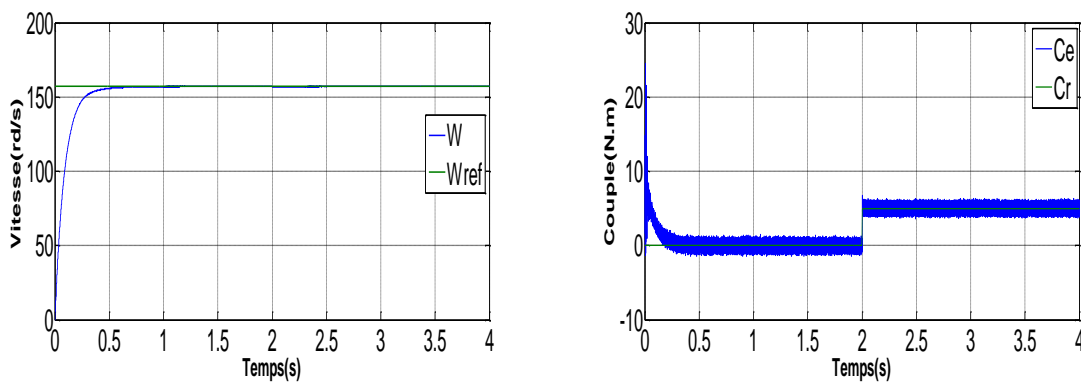
### IV.9.3. Robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique :

L'essai de robustesse consiste à faire varier quelques paramètres clés de la machine afin de montrer la robustesse de la commande vectorielle face à ces variations au démarrage à vide de la MADA suivi de l'insertion d'un couple de charge de 5 N.m.

#### IV.9.3.1. Robustesse vis-à-vis de la variation de la résistance statorique :

La figure (IV.10) illustre les réponses dynamiques de la vitesse, du couple électromagnétique et des composantes du flux statorique, pour une variation de la valeur de la résistance statorique de 100% de sa valeur nominale.

D'après les résultats obtenus, on peut constater que la variation de la résistance statorique ne provoque aucun effet indésirable au niveau de toutes les réponses dynamiques, et ceci montre la robustesse du contrôleur flou face à la variation de la résistance statorique. De plus, le découplage n'est pas affecté par cette variation.



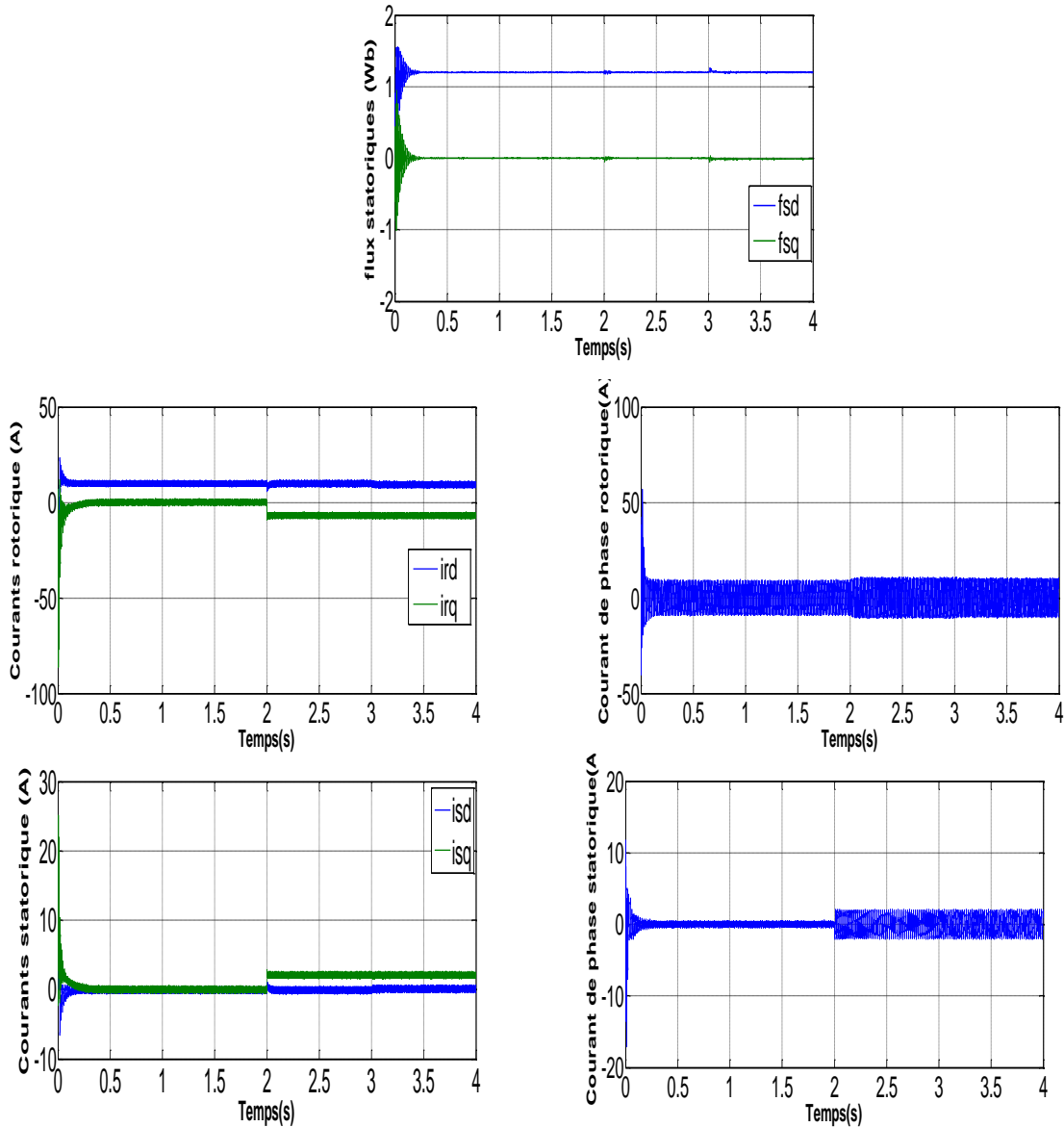


Figure IV.10: Influence de la variation de la résistance statorique  $R_s$  ( $2R_s$ )

#### IV.10 CONCLUSION :

Les notions de base de la logique floue ont été présentées au début de ce chapitre. Les aspects de la commande par logique floue, ainsi que la conception d'un contrôleur flou ont été introduits tout en justifiant notre choix de ce type de commande qui réside dans sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague et sa simplicité de conception. Une simulation à base d'un contrôleur flou a été effectuée pour faire le réglage de vitesse d'une machine asynchrone à double alimentation et à flux statorique orienté. Les résultats de simulation obtenus montrent bien l'amélioration des performances dynamiques par rapport au régulateur PI

classique et la robustesse de ce régulateur vis-à-vis de la variation paramétrique (résistance statorique) et non paramétrique (consigne de vitesse, couple résistant).

#### **IV.11. RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES:**

- [1] Y.Elbia, "Commande Floue Optimisée d'une Machine asynchrone a Double Alimentation à Flux Orienté". Mémoire de Magister de l'université de Batna, 2009.
- [2] B.Toual, "Modélisation et Commande Floue Optimisée d'une Génératrice à Double Alimentation Application à un Système Eolien à Vitesse Variable". Mémoire de Magister de l'université de Batna, 2010
- [3] E.Merbat, "Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile ". Thèse de Doctorat de l'université de Batna, 2008.
- [4] J.Razafimandimby, "Quelques Aspects de l'Interopérabilité Sémantique SIF Application à l'Optimisation d'un Régulateur Flou. Mémoire d'habilitation à diriger des recherches, 2008.
- [5] O.Guennounou, "Méthodologie de Contrôleurs Intelligents par l'Approche Génétique Application a un Bioprocédé". Thèse de Doctorat de l'université de Toulouse-III, 2009.
- [6] M.Fodil, "Commande Adaptative par Logique Floue de la Machine Asynchrone". Mémoire de Magister de l'université de M'SILA, 2007
- [7] K.Nabti, "Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone par DTC et Logique Floue". Mémoire de Magister de l'université de Mentouri de Constantine, 2006.
- [8] R.Toufouti, "Contribution à la Commande Directe du Couple de la Machine Asynchrone". Thèse de Doctorat de l'université de Mentouri de Constantine, 2008.
- [9] V. Lacrose, "Réduction de la Complexité des Contrôleurs Flous : Application à la Commande Multi variable", Thèse de Doctorat en Automatique et Informatique Industrielle, Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, France, 1997.
- [10] H.Buhler, "Réglage par Logique Floue". Collection électrique, presses Polytechnique et universitaires Romandes, 1994.
- [11] A.Chaiba, "Commande de la Machine Asynchrone à Double alimentation par des Techniques de l'Intelligence Artificielle". Thèse de Doctorat de l'université de Batna, 2010.
- [12] K.Kouzi, "Commande vectorielle d'un moteur à induction sans capteur de vitesse par un PI flou a gains adaptes associe à un observateur d'état par mode de glissement". Mémoire de Magister de l'université de Batna, 2002.

- [13] S.Sarray, "Etude et Simulation d'une Commande Directe du Couple pour l'Entrainement Electrique d'une Machine Electrique". Maitrise en Genie de la Production Automatisée de l'université de Québec, 2000
  
- [14] B.Sid, "Optimisation Topologique de Structure par Algorithmes Génétiques". Thèse de Doctorat de l'université de Technologie de Belfore-Montbéliard, 2006
  
- [15] Carlos C, "Modélisation contrôle vectoriel et DTC, Commande des moteurs asynchrones". Edition Hermès Science Europe Ltd, 2000
  
- [16] A. L. Nemmour, Contribution a la Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone a Double Alimentation, Mémoire de Magister, Université de Batna, Algérie, 2002.

### CONCLUSION GÉNÉRALE

L'objectif principal de ce travail était l'application de la commande par orientation de flux statorique à base d'un régulateur flou à la machine asynchrone à double alimentation. Nous avons commencé par la modélisation de cette dernière.

Concernant la commande vectorielle de la MADA moyennant un réglage classique, nous avons conclu également que ce réglage ne contrôlait pas de manière satisfaisante le régime transitoire, ainsi la variation paramétrique influe sur les performances de la commande.

Après avoir présenté la commande vectorielle, leurs résultats de simulations et les problèmes qui lui sont propres, on a passé en suite à la commande vectorielle à base d'un régulateur flou, dont les résultats de simulation présentés montrent que les performances de cette approche surpassent la commande vectorielle avec un régulateur classique PI à cause de la rapidité de sa dynamique et sa robustesse.

Les comparaisons des résultats présentées au cours de ce travail, nous ont amenée à conclure que le régulateur flou conduit à des meilleures performances (poursuite et robustesse) que l'autre régulateur traité à cause de sa robustesse, sa rapidité et la précision de ses sorties qui lui permettent.

Finalement, la perspective intéressante de cette étude consiste à réaliser ces commandes de la MADA expérimentalement, pour vérifier et exploiter les essais des simulations présentés et l'application des techniques de réglage de l'automatique moderne à savoir la commande non linéaire, la fusion des réseaux de neurones avec les techniques flous, la commande par mode glissant, la commande adaptative floue.

# ANNEXE

## PARAMETRES DE LA MACHINE:

Puissance nominale	0.8 KW.
Tension nominale	220/380 V.
Courant nominal	3.8/2.2 A.
Vitesse nominale	1420 tr/min.
Couple nominal	5 Nm.
Fréquence	50 Hz
Résistance statorique	11.98 $\Omega$ .
Résistance rotorique	0.904 $\Omega$ .
Inductance de rotor	0.0556 H.
Inductance du stator	0.414 H.
Inductance mutuelle	0.126 H.
Nombre de paire de pôles	2.
Moment d'inertie	0.01 kg/m <sup>2</sup> .
Coefficient de frottement	0.00 SI.

## PARAMETRES DU REGULATEUR PI-FLOUE UTILISE :

Gain de Démoralisation	11.55.
Gain de Normalisation	0.00009.
Gain de Normalisation	0.000008.

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE  
MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

SPECIALITE : COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES

Proposé et dirigé par : Dr. **Leila BENALIA**

Présenté par : Mr. **MEKKI Idriss**

**Thème :**

**COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A  
DOUBLE ALIMENTATION « MADA » A BASE  
D'UN RÉGULATEUR FLOU**

**Résumé :**

Dans le domaine des entraînements de grande puissance tel que la traction ferroviaire, la propulsion maritime ou de levage, il existe un autre type des machines asynchrones, dit les machines asynchrones à double alimentation 'MADA', qui sont des machines asynchrones avec un rotor bobiné qui peuvent être alimentées par deux sources de tension l'un au stator et l'autre au rotor. Dans ce travail on présente une étude sur cette machine, commençant par un état de l'art. La modélisation du système machine onduleur a été présenté pour but de définir le processus à contrôler avec ses grandeurs physiques mesurables. Le contrôle vectoriel de la MADA en utilisant le régulateur classique PI présente des bonnes performances à cette machine qui lui rend similaire à une machine à courant continu à excitation séparée, mais l'inconvénient major de ce régulateur est sa sensibilité aux variations paramétriques. Afin de remédier ce problème on a fait appel à un autre régulateur de type flou qui présente une amélioration aux réponses et une insensibilité aux variations paramétriques.

Des simulations de la modélisation, la commande vectorielle avec le régulateur PI, et la commande vectorielle à base d'un régulateur flou sont présentées.

**Mots clés :**

Machines asynchrones à double alimentation 'MADA', commande vectorielle, régulateur PI, régulateur flou.

N° d'ordre : CSE-094